



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH
Escola d'Enginyeria de Barcelona Est

TRABAJO FIN DE GRADO

Grado en Ingeniería Biomédica

DISEÑO, CARACTERIZACIÓN Y EVALUACIÓN DE ELECTRODOS CAPACITIVOS PARA LA MEDIDA DE ECG Y EEG



Memoria y Anexos

Autora:	Clara Biarnés Rabella
Directora:	Lexa Digna Nescolarde Selva
Codirector:	Francisco Bogónez Franco
Convocatoria:	Octubre 2018



RESUM

Aquest treball consisteix en el disseny d'uns elèctrodes capacitius per poder mesurar el ECG i EEG mitjançant un mètode el menys invasiu possible. En la memòria s'hi troba una descripció detallada dels càlculs realitzats i les característiques d'aquests elèctrodes. Per poder dissenyar-los, s'ha fet un resum dels possibles circuits que es poden utilitzar, dels quals s'han seleccionat els dos que millor s'ajusten a l'estudi (amplificador de transimpedància i circuit seguidor). A continuació, s'ha fet el càlcul del soroll d'aquests dos circuits provant-los amb tres amplificadors operacionals diferents (LT1056, AD8605 i OPA140). Finalment, el circuit d'amplificador seguidor basat en l'OPA140 ha sigut el circuit amb menys soroll, amb un filtre passa-banda i un buffer de sortida. A més, junt a les plaques de l'elèctrode s'ha dissenyat, així mateix, la de control. Aquesta placa permet processar la mesura dels elèctrodes i enviar-les a un ordinador personal. La comunicació amb l'ordinador personal està aïllada. Desafortunadament, han sorgit diversos problemes amb l'empresa proveïdora dels components i de les plaques i aquestes proves no podran fer-se fins passada la data d'entrega d'aquesta memòria, degut a que els components arriben més tard d'aquesta data. En la defensa oral d'aquest treball es defensarà la seva orientació i resultats i es podrà aportar la verificació assenyalada.

RESUMEN

Este trabajo consiste en el diseño de unos electrodos capacitivos para poder medir el ECG y EEG mediante un método lo menos invasivo posible. En la memoria se encuentra una descripción detallada de los cálculos realizados y las características de estos electrodos. Para poder diseñarlos, se ha hecho un breve resumen de los posibles circuitos que se pueden utilizar, de los cuales se han seleccionado los dos que se ajustan mejor al estudio (amplificador de transimpedancia y amplificador seguidor). A continuación, se ha realizado el cálculo del ruido de estos circuitos simulándolos con tres amplificadores operacionales diferentes (LT1056, AD8605 y OPA140). Finalmente, el circuito de amplificador seguidor basado en el OPA140 ha sido el circuito con menos ruido, con un filtro pasa-banda y un buffer de salida. Además, junto a las placas del electrodo se ha diseñado, asimismo, la de control. Esta placa permite procesar la medida de los electrodos y enviarlas a un ordenador personal. La comunicación con el ordenador personal está aislada. Desafortunadamente, han surgido varios problemas con la empresa proveedora de los componentes y de las placas y estas pruebas no podrán hacerse hasta pasada la fecha de entrega de esta memoria, debido a que los componentes llegan más tarde de dicha fecha. En la defensa oral de este trabajo se defenderá su orientación y resultados y se podrá aportar la verificación señalada.



ABSTRACT

This work consists in the design of capacitive electrodes to be able to measure ECG and EEG by a least invasive method. In the memory, there is a detailed description of the calculations and the characteristics of these electrodes. To be able to design them, it has been done a summary of the possible circuits that can be used, of which the two that best fit the study have been selected (transimpedance amplifier and follow-up amplifier). Then, the noise calculations of these circuits have been made simulating them with three different operational amplifiers (LT1056, AD8605 and OPA140). Finally, the circuit of the follow-up amplifier based in the OPA140 has been the circuit with lower noise, with a band-pass filter and an output buffer. Besides, together with the electrode boards it has been designed, likewise, the control board. This board allows to process the measure of the electrodes and send them to a personal PC. The communication with the personal PC is isolated. Unfortunately, several have arisen with the supplier of the components and the boards and these tests cannot be done until the delivery date of this report, because the components arrive later than said date. In the oral defence of this work its orientation and results will be defended and the indicated verification can be provided.



AGRADECIMIENTOS

Quería agradecer y reconocer a aquellas personas que han contribuido a la realización del presente estudio, y de manera especial a mi tutor Francisco Bogónez.





GLOSARIO

Ag/AgCl	Plata – cloruro de plata. Material del que están hechos la mayoría de los electrodos húmedos convencionales.
ADS 1291	Front-end de baja potencia (335 μ W/canal) con un canal a 24 bits. Está diseñado para medir biopotenciales, especialmente orientado a la medida del ECG.
Ag⁺	Ion de plata.
AgCl	Cloruro de plata.
AV	Nodo auriculoventricular del corazón.
AVDD	Analógica positiva del ADS1291.
aVF	Derivación aumentada entre la pierna izquierda y el punto central.
aVL	Derivación aumentada entre LA y el punto central.
aVR	Derivación aumentada entre el brazo derecho y el punto central.
AVSS	Referencia analógica del ADS1291.
bus	Sistema digital que transfiere datos entre dispositivos de distintos órdenes.
Cl⁻	Ion de cloruro.
DRL	<i>Driven Right Leg</i> . Sistema de conducción de pierna derecha utilizado cuando el paciente no está conectado a tierra (voltaje 0V) perfectamente.
ECG	Electrocardiograma. Prueba clínica para medir la actividad cardíaca del corazón.
EEG	Electroencefalograma. Prueba clínica para medir la actividad de las neuronas.
Front-end	Conjunto de circuitos de acondicionamiento de señal analógicos que proporcionan un bloque electrónico funcional, flexible y configurable. Se suelen utilizar como sensores de interfaz.

Hz	Hercios. Unidad de medida de la frecuencia.
J	Densidad de corriente
K⁻	Ion potasio.
kHz	Equivale a 10^3 Hz.
kΩ	Equivale a $10^3 \Omega$
LA	<i>Left arm.</i> Brazo izquierdo.
LDO	También conocido como regulador de baja caída. Es un regulador de voltaje lineal de continua que puede regular el voltaje de salida incluso cuando el voltaje de suministro está muy cerca del voltaje de salida.
LL	<i>Left leg.</i> Pierna izquierda.
mHz	Equivale a 10^{-3} Hz
MHz	Equivale a 10^6 Hz
MUX	Multiplexor. Es un circuito combinatorial que tiene varios canales de datos de entrada y solamente un canal de salida. Sólo un canal de la entrada pasará a la salida y este será el que haya sido escogido mediante unas señales de control.
mV	Unidad de medida del voltaje. Equivale a 10^{-3} V.
MΩ	Equivale a $10^6 \Omega$
N	Negativo
Na⁺	Ion de sodio.
nF	Nano faradios. Equivale a 10^{-9} F.
P	Positivo
pF	Equivale a 10^{-12} F.

PGA	Amplificador de ganancia programable: Amplificador electrónico cuya ganancia puede ser controlada por señales externas.
RA	<i>Right arm.</i> Brazo derecho.
RL	<i>Right leg.</i> Pierna derecha.
RLDIN	Pin del ADS1291 por donde se alimenta la señal de DRL.
RLDOUT	Pin por donde se obtiene la señal de DRL del ADS1291.
SA	Nodo sinoauricular del corazón.
SPI	Interfaz para periféricos serie: Estándar de comunicaciones utilizado principalmente para la transferencia de datos entre circuitos integrados en equipos electrónicos.
μF	Microfaradios. Equivale a 10^{-6} F.
μV	Micro voltios.
Ω	Ohmios. Unidad de medida de las resistencias e impedancias.

ÍNDICE

Tabla de contenidos

RESUM	III
RESUMEN	II
ABSTRACT	III
AGRADECIMIENTOS	V
GLOSARIO	VII
1. PREFACIO	1
1.1. Justificación	1
1.2. Motivación del trabajo	1
2. INTRODUCCIÓN	2
2.1. Alcance del trabajo	2
2.1.1. Electrocardiograma	4
2.1.2. Electroencefalograma	12
2.2. Objetivos	15
2.2.1. Objetivos Generales	15
2.2.2. Objetivos Específicos	15
3. SECCIONES	17
3.1. Planificación del proyecto (GANTT)	17
3.2. Estudio de alternativas	19
3.2.1. Electrodo polarizable	19
3.2.2. Descripción del funcionamiento del electrodo húmedo	19



3.2.3.	Electrodo aislado	21
3.2.4.	Comparación entre electrodos húmedos y electrodos capacitivos	22
3.2.5.	Descripción del circuito de medida con electrodos normales.....	23
3.2.6.	Circuitos de acondicionamiento	26
3.2.7.	Estudio de los diferentes tipos de amplificadores	27
3.2.8.	Estudio del ruido de los diferentes circuitos seleccionados	31
3.2.9.	Selección del resto de componentes	44
3.3.	Descripción de la solución adoptada	59
3.3.1.	Simulación del circuito	59
3.3.2.	Caracterización.....	61
3.3.3.	Esquemático.....	66
3.3.4.	PCB.....	69
4.	ANÁLISIS DEL IMPACTO AMBIENTAL	75
5.	NORMATIVA APLICABLE	76
	CONCLUSIONES Y RESULTADOS.....	77
	TRABAJOS FUTUROS.....	78
	ANÁLISIS ECONÓMICO	79
	Presupuesto	79
	Mano de obra	79
	Materiales	79
	Otros gastos	83
	BIBLIOGRAFÍA	84
	ANEXO A.....	89



A1. Manual de usuario	89
A2. Plan de ejecución	91
ANEXO B	93
B1. Cálculo del amplificador de transimpedancia	93
B2. Cálculo del amplificador seguidor	97
B3. Cálculo de los filtros	100
B4. Cálculo de la última etapa (amplificador inversor)	105
B5. Cálculo del ruido total del circuito del electrodo.....	109
ANEXO C	111

Tabla de ilustraciones

Figura 1. Gráfica de polarización de un electrodo de Ag/AgCl. _____	3
Figura 2. Ilustración de un corazón. [Lipman] _____	4
Figura 3. Gráfica de los potenciales de acción donde se representa la actividad eléctrica de varias regiones del corazón. [Fuente: The Ciba Collection of Medical Illustrations, 1969] _____	5
Figura 4. Resumen de las partes de una señal de ECG como la mostrada en la Figura 6, y sus amplitudes aproximadas y duraciones cuando se mide en la superficie de la piel. (Fuente: Svärd, 2010) _____	6
Figura 5. Activación eléctrica del corazón y forma de la señal resultante. (Fuente: The maintenance of the body, Pearson Education) _____	7
Figura 6. Forma de onda de la señal de ECG con el nombre de cada onda. (Fuente: School of Health Sciences, Queen's Medical Centre, University of Nottingham.) _____	7
Figura 7. Planos del cuerpo. (Fuente: Instituto Nacional de Seguridad e Higiene en el Trabajo (INSHT)) _____	8
Figura 8. Derivaciones básicas del plano frontal formando el triángulo de Einthoven. (Fuente: Webster, 2010) _____	9
Figura 9. Conexión de los electrodos en el cuerpo para obtener el terminal central de Wilson. (Fuente: Webster, 2010) _____	10
Figura 10. Conexión de los electrodos para las tres derivaciones aumentadas aVR (arriba izquierda), aVL (arriba derecha) y aVF (abajo). (Fuente: Webster, 2010) _____	11
Figura 11. Disposición de los electrodos para las derivaciones precordiales. (Fuente: Mikael Häggström, 2012) _____	12
Figura 12. Partes de una neurona. (Fuente: ADAM) _____	12
Figura 13. Tabla con un resumen de las diferentes ondas de EEG, donde se miden, y sus bandas de frecuencia. (Fuente: Svärd, 2010) _____	13
Figura 14. Visualización de los cuatro tipos de onda diferentes de un EEG. (Fuente: Guyton, 1972) _____	14

Figura 15. Colocación de los electrodos para EEG según el sistema de la Federación Internacional 10-20. (Fuente: Sepúlveda et al., 2015)	15
Figura 16. Diagrama de Gantt del proyecto. (Fuente: propia)	18
Figura 17. Potenciales de “half-cell” para los materiales más comunes de los electrodos a 25°C. (Fuente: Handbook of Chemistry and Physics, 1974-1975)	20
Figura 18. Modelo eléctrico para la interfaz electrodo-piel para electrodos húmedos. (Fuente: Webster, 2010)	21
Figura 19. Acoplamiento eléctrico de la interfaz electrodo-piel para el electrodo capacitivo y a través de una tela de algodón. (Fuente: Chi et al., 2010)	22
Figura 20. Problema electrocardiográfico. (Fuente: Webster, 2010)	24
Figura 21. Circuito DRL para minimizar la interferencia de modo común. (Fuente: Webster, 2010)	25
Figura 22. Resumen de varios diseños típicos y su funcionamiento. (Fuente: Sun & Yu, 2016)	27
Figura 23. Circuito del amplificador de transimpedancia. (Fuente: propia)	28
Figura 24. Circuito del amplificador de transimpedancia utilizando una red en T. (Fuente: propia)	28
Figura 25. Circuito del amplificador seguidor de tensión. (Fuente: propia)	29
Figura 26. Circuito de reducción de corrientes de polarización. (Fuente: propia)	29
Figura 27. Circuito de guarda activa. (Fuente: propia)	30
Figura 28. Circuito de neutralización. (Fuente: propia)	31
Figura 29. Modelo del ruido de un amplificador operacional. (Fuente: Texas Instruments, 2007)	33
Figura 30. Circuito de análisis del ruido de un OPAMP. (Fuente: Texas Instruments, 2007)	34
Figura 31. Circuito base del amplificador de transimpedancia. (Fuente: propia)	34
Figura 32. Ejemplo de la simulación de la primera etapa del amplificador de transimpedancia usando el amplificador LT1056. (Fuente: propia)	35

Figura 33. Cálculo mediante simulador del valor del ruido del amplificador de transimpedancia usando el amplificador AD8605. (Fuente: propia)	36
Figura 34. Circuito de transimpedancia implementado con el amplificador operacional OPA140. (Fuente: propia)	36
Figura 35. Esquema de la primera etapa correspondiente al buffer de entrada. (Fuente: propia)	37
Figura 36. Ejemplo de la simulación de la primera etapa del amplificador seguidor de tensión (Buffer) usando el amplificador LT1056. (Fuente: propia)	38
Figura 37. Cálculo mediante simulador del valor del ruido del amplificador seguidor de tensión usando el amplificador AD8605. (Fuente: propia)	38
Figura 38. Esquema de la etapa del buffer de entrada. (Fuente: propia)	39
Figura 39. Diseño del filtro pasa bajas con el OPA140. (Fuente: propia)	40
Figura 40. Gráfica del ruido de la etapa del filtro pasa bajas. (Fuente: propia)	41
Figura 41. Etapa del filtro pasa altas. (Fuente: propia)	41
Figura 42. Gráfica del ruido de la etapa del filtro pasa altas. (Fuente: propia)	42
Figura 43. Etapa del amplificador inversor. (Fuente: propia)	42
Figura 44. Gráfica del ruido de la última etapa del electrodo formada por un amplificador inversor. (Fuente: propia)	43
Figura 45. Diagrama de bloques del circuito adoptado. (Fuente: propia)	44
Figura 46. Parte de la placa de control donde se puede ver el puerto serie y el microcontrolador. (Fuente: propia)	45
Figura 47. ADS1921 que se encuentra en la placa de control. (Fuente: propia)	46
Figura 48. Alimentación de la placa de control. (Fuente: propia)	46
Figura 49. Diagrama funcional del ADS 1291. (Fuente: Texas Instruments)	51
Figura 50. Etapa de entrada del circuito integrado ADS1292. (Fuente: Texas Instruments, 2011)	53

Figura 51. Configuración de derivación de la pierna derecha (DRL) donde se obtiene la señal RLDOUT. (Fuente: Texas Instruments, 2011)	54
Figura 52. Implementación del PGA donde pueden verse los filtros RC. (Fuente: Texas Instruments, 2011)	55
Figura 53. Gráfica de una de las posibles respuestas del filtro digital del front-end. (Fuente: Texas Instruments, 2012)	56
Figura 54. Diagrama de flujo de la programación en C del microcontrolador. (Fuente: propia)	57
Figura 55. Circuito simulado mediante el programa LTspice XVII. (Fuente: propia)	59
Figura 56. Análisis transitorio del circuito simulado. (Fuente: propia)	59
Figura 57. Análisis en AC del circuito simulado. (Fuente: propia)	60
Figura 58. Análisis del ruido del circuito simulado. (Fuente: propia)	61
Figura 59. Esquemático de los electrodos capacitivos formados por cuatro etapas cada uno. (Fuente: propia)	62
Figura 60. Primera etapa del esquemático del electrodo. (Fuente: propia)	63
Figura 61. Segunda etapa del esquemático del electrodo. (Fuente: propia)	64
Figura 62. Tercera etapa del esquemático del electrodo. (Fuente: propia)	65
Figura 63. Cuarta etapa del esquemático del electrodo. (Fuente: propia)	66
Figura 64. Esquemático del electrodo capacitivo. (Fuente: propia)	67
Figura 65. Esquemático de la placa de control con el ADS1291. (Fuente: propia)	67
Figura 66. Esquemático del microcontrolador de la placa de control. (Fuente: propia)	68
Figura 67. Esquemático de la alimentación del circuito. (Fuente: propia)	68
Figura 68. Serigrafía del electrodo. (Fuente: propia)	69
Figura 69. Capa top del electrodo. (Fuente: propia)	70
Figura 70. Layer 1 del electrodo. (Fuente: propia)	70

Figura 71. Layer 2 del electrodo. (Fuente: propia)	71
Figura 72. Capa bottom del electrodo. (Fuente: propia)	71
Figura 73. Serigrafía de la placa de control. (Fuente: propia)	72
Figura 74. Capa top de la placa de control. (Fuente: propia)	72
Figura 75. Layer 1 de la placa de control. (Fuente: propia)	73
Figura 76. Layer 2 placa de control. (Fuente: propia)	73
Figura 77. Capa bottom de la placa de control. (Fuente: propia)	74
Figura 78. Lista de material de los componentes requeridos que se han soldado a las placas. (Fuente: Mouser Electronics, 2018)	83
Figura 79. Análisis del ruido generado por la resistencia R_f . (Fuente: Texas Instruments, 2007)	93
Figura 80. Análisis del ruido generado por la resistencia R_1 . (Fuente: Texas Instruments, 2007)	93
Figura 81. Circuito resultante para el cálculo de E_n . (Fuente: Texas Instruments, 2007)	94
Figura 82. Circuito resultante para el cálculo de E_{np} . (Fuente: Texas Instruments, 2007)	94
Figura 83. Circuito resultante para el cálculo de E_{nn} . (Fuente: Texas Instruments)	95
Figura 84. Circuito resultante para calcular el ruido generado por la resistencia R_1 . (Fuente: Texas Instruments)	97
Figura 85. Circuito resultante para calcular el offset del amplificador operacional. (Fuente: propia)	98
Figura 86. Circuito resultante para el cálculo del ruido generado por R_{pb} . (Fuente: propia)	100
Figura 87. Circuito resultante para el cálculo generado por la corriente de offset del OPAMP. (Fuente: propia)	101
Figura 88. Circuito resultante para el cálculo del ruido generado por la corriente i_{np} . (Fuente: propia)	101
Figura 89. Circuito para el cálculo de las resistencias del filtro pasa-altas. (Fuente: propia)	103

Figura 90. Circuito equivalente para calcular el ruido de offset del amplificador operacional. (Fuente: propia) _____ 104

Figura 91. Circuito equivalente para calcular la corriente de polarización del amplificador operacional. (Fuente: propia) _____ 104

Figura 92. Circuito para el cálculo del ruido de la resistencia de la entrada inversora de la última etapa. (Fuente: propia) _____ 106

Figura 93. Circuito resultante para calcular el ruido generado por la resistencia de retroalimentación. (Fuente: propia) _____ 106

Figura 94. Circuito equivalente para calcular el ruido de offset del amplificador inversor. (Fuente: propia) _____ 107

Figura 95. Circuito equivalente para calcular el ruido que origina la corriente del amplificador operacional. (Fuente: propia) _____ 108

1. PREFACIO

1.1. Justificación

La detección de señales fisiológicas mediante las medidas de contacto directo se basa en el uso de electrodos de plata-cloruro de plata (Ag/AgCl), que convierten la corriente iónica que circula por el cuerpo en corrientes eléctricas que puedan ser procesadas por el aparato de medida. Dichos electrodos son baratos y desechables, pero requieren el uso de un gel electrolítico conductor entre el electrodo y la piel, además de la preparación de la piel. Estos electrodos se conocen como electrodos húmedos.

El uso del gel electrolítico conductor es recomendable porque reduce la impedancia de contacto de la interfaz electrodo-piel, pero su uso presenta efectos secundarios como incomodidad, sequedad o irritación de la piel y, en algunos casos, dermatitis¹ o reacciones alérgicas. Además, puede producir cortocircuitos entre electrodos adyacentes si el gel no se coloca cuidadosamente. En medidas de larga duración, se produce un aumento de la impedancia de contacto de la interfaz electrodo-piel, lo que puede provocar un aumento del ruido de la señal.

Estos problemas hacen que la medida con electrodos húmedos sea inadecuada para ser usados fuera del entorno clínico y poco recomendados para su uso a largo plazo.

Para resolver estos problemas, en los años 60 se propuso el desarrollo de electrodos sin contacto para la monitorización de astronautas, siendo los electrodos capacitivos uno de los tipos de electrodos desarrollados, ya que no necesitan preparación previa de la piel ni uso del gel conductor electrolítico.

1.2. Motivación del trabajo

Durante mis estudios de Grado en Ingeniería Biomédica he cursado diferentes asignaturas, pero sin duda la que más he disfrutado ha sido la de *Sensores y Acondicionadores de Señales*, así que cuando se me ofreció la opción de hacer este trabajo de fin de Grado, vi que era una gran oportunidad para profundizar más en este campo, tanto a nivel teórico como a nivel práctico. Además, el tema me parecía muy interesante, ya que había leído algún artículo sobre los sensores implementados en tejidos y me parece un campo en el que la ciencia todavía tiene mucho por descubrir y avanzar.

¹ Trastorno cutáneo prolongado que provoca picazón, hinchazón y enrojecimiento continuos.

2. INTRODUCCIÓN

2.1. Alcance del trabajo

Según la Organización Mundial de la Salud, la principal causa de muerte en todo el mundo es la cardiopatía isquémica (Organización Mundial de la Salud, 2018). Para reducir la mortalidad, se recomienda un control exhaustivo del corazón de personas en riesgo, monitorizándoles a lo largo del día el electrocardiograma (ECG) con el fin de detectar anomalías. El ECG mide los impulsos eléctricos del corazón a través de electrodos colocados en el pecho del paciente.

Actualmente, el ECG se mide en la práctica clínica mediante electrocardiógrafos de precisión, los cuales resultan incómodos debido a la cantidad de cables que hay que conectar al paciente y el tiempo necesario para colocar el gel y el posicionado de los electrodos. Para medidas de larga duración se emplea un Holter (electrocardiógrafo portátil), lo que supone llevar una gran cantidad de cables por el cuerpo a lo largo del día.

Los primeros electrodos capacitivos fueron propuestos en 1968 por López (*Capacitive electrocardiographic and bioelectric electrodes*) para la monitorización de astronautas en el espacio. Lim [Lim et al., 2006] demostró que es posible medir el ECG sin contacto directo con la piel mediante electrodos capacitivos colocados en una silla [Luna-Lozano et al., 2010], o implementados en una camiseta [Spinelli & Haberman, 2009]. Este tipo de electrodos tienen un ruido más elevado que los electrodos húmedos cuando hay movimiento [Lim et al., 2007, Matsuda et al., 2008]. Algunos estudios concluyen que existe una gran mejora al llevar los electrodos pegados al cuerpo en una cinta [Chi et al., 2010], o bien proponen mejoras en el ámbito del procesamiento de las señales [Chi et al., 2011].

También hay varios estudios sobre el uso de electrodos capacitivos para medir el electroencefalograma (EEG). El EEG es una medida no invasiva de la actividad eléctrica del cerebro. El EEG se utiliza para el diagnóstico de diferentes enfermedades como la epilepsia, el párkinson y demás demencias. La medida del EEG se realiza con un mínimo de 8 y un máximo de 256 electrodos húmedos colocados en la cabeza. Sullivan [Sullivan et al., 2010] midió las señales del EEG a través del cabello mediante electrodos capacitivos. Otros han optado por añadir una espuma conductiva en la superficie del electrodo para que se adapte mejor a la curvatura de la cabeza [Baek et al., 2012], aunque esta técnica también puede verse en algunos estudios para la medida del ECG [Lee et al., 2014].

Como se ha comentado anteriormente, los electrodos que se utilizan actualmente en el ámbito clínico son los de Ag/AgCl. Estos consisten en plata cubierta de una capa de cloruro de plata, un

conductor iónico sólido que debido a los iones de cloro que contienen los fluidos corporales, forma un electrodo no polarizable². Esto se debe a que la capa de cloruro de plata puede variar su espesor en función del sobrevoltaje. Si el sobrevoltaje que pasa por el electrodo es positivo, la capa de cloruro de plata se espesará, mientras que, si es negativo, esta se vuelve más fina.

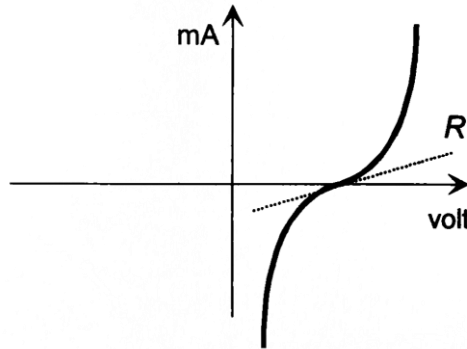


Figura 1. Gráfica de polarización de un electrodo de Ag/AgCl.

Estos electrodos funcionan mediante conducción iónica, donde los portadores de carga son iones. El electrodo es el lugar donde se realiza un cambio de portador de carga, un intercambio entre electrones y iones. Este cambio de conducción iónica a electrónica tiene lugar en la interfaz de los conductores iónicos y electrónicos. Por eso, la polarización está asociada con esta interfaz.

La conductividad iónica está formada por contribuciones separadas de aniones (-) y cationes (+). La densidad de corriente (J) está formada por la contribución de cada especie de iones positivos y negativos, y se expresa mediante la fórmula:

$$J = \sigma E \text{ [A/m}^2\text{]} \quad (1)$$

En los electrodos capacitivos la medida se realiza por el desplazamiento de corriente. Estos electrodos, también conocidos como electrodos aislados, permiten la adquisición de biopotenciales sin contacto directo con el cuerpo, ya que operan con corrientes de desplazamiento en lugar de corrientes de carga reales [Spinelli & Haberman, 2010].

² Un electrodo no polarizable es aquel cuyo potencial no se ve afectado por el paso de corriente a través suyo.

2.1.1. Electrocardiograma

2.1.1.1. Anatomía y funcionamiento del corazón

El corazón está formado por cuatro cámaras, dos aurículas y dos ventrículos. En las aurículas se almacena la sangre mientras los ventrículos se contraen para bombear esta sangre. Estos movimientos originan el ciclo del corazón llamados sístole y diástole. La sístole engloba la fase de contracción y bombeo, mientras que la diástole es la fase en la cual el corazón se relaja y se llena de sangre. Ambos movimientos están coordinados para que latan rítmicamente debido a la activación eléctrica del músculo cardíaco.

El volumen de sangre expulsado en cada sístole es el mismo. El ventrículo derecho bombea la sangre hacia los pulmones, mientras que el ventrículo izquierdo impulsa sangre a toda la periferia del cuerpo. Para ello, tal y como puede verse en la Figura 2, el ventrículo derecho es más grande y la pared del ventrículo izquierdo es más gruesa para así bombear la sangre a una presión mayor.

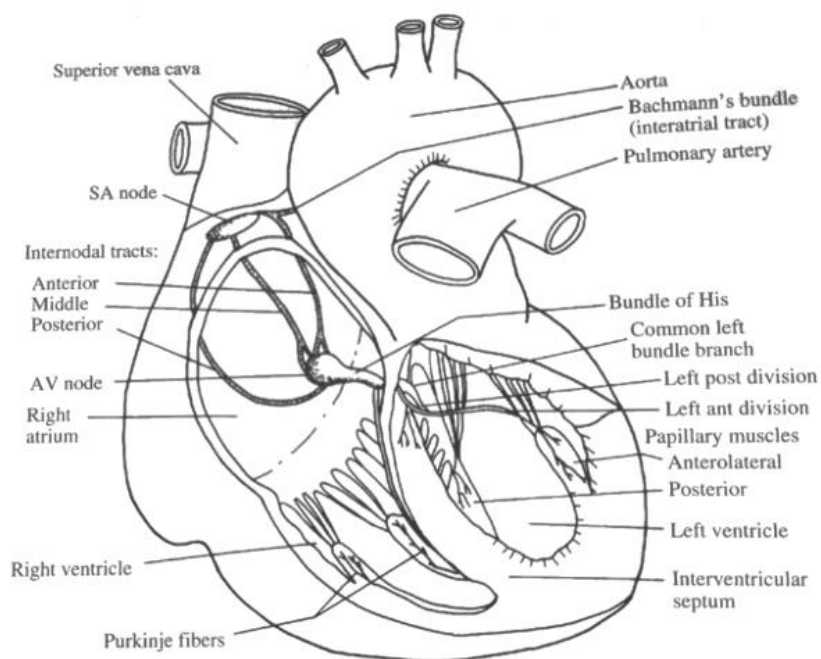


Figura 2. Ilustración de un corazón. [Lipman]

La estructura del corazón está formada por distintos tejidos y, por lo tanto, también por diferentes tipos de células. Estas células cardíacas son eléctricamente excitables y cada tipo tiene un potencial de acción³ diferente.

³ Un potencial de acción es un impulso eléctrico que viaja a lo largo de la membrana celular modificando su distribución de carga eléctrica.

2.1.1.2. Electrocardiograma (ECG)

El electrocardiograma (ECG) recoge los potenciales de la superficie del cuerpo debido a la acción del corazón. Estos potenciales son una secuencia de acciones generadas a partir de la activación eléctrica del ventrículo. Esta activación produce corrientes de acción que recorrerán el cuerpo haciendo que se generen los potenciales que pueden leerse en un electrocardiograma.

Antes de la excitación, una célula ventricular tiene un potencial de reposo de unos -85 mV. Cuando se excita entra en la fase de despolarización, donde el potencial de acción alcanza un valor aproximado de 20 mV y, a continuación, este valor desciende hasta estabilizarse otra vez en el valor del potencial de reposo, fase conocida como repolarización.

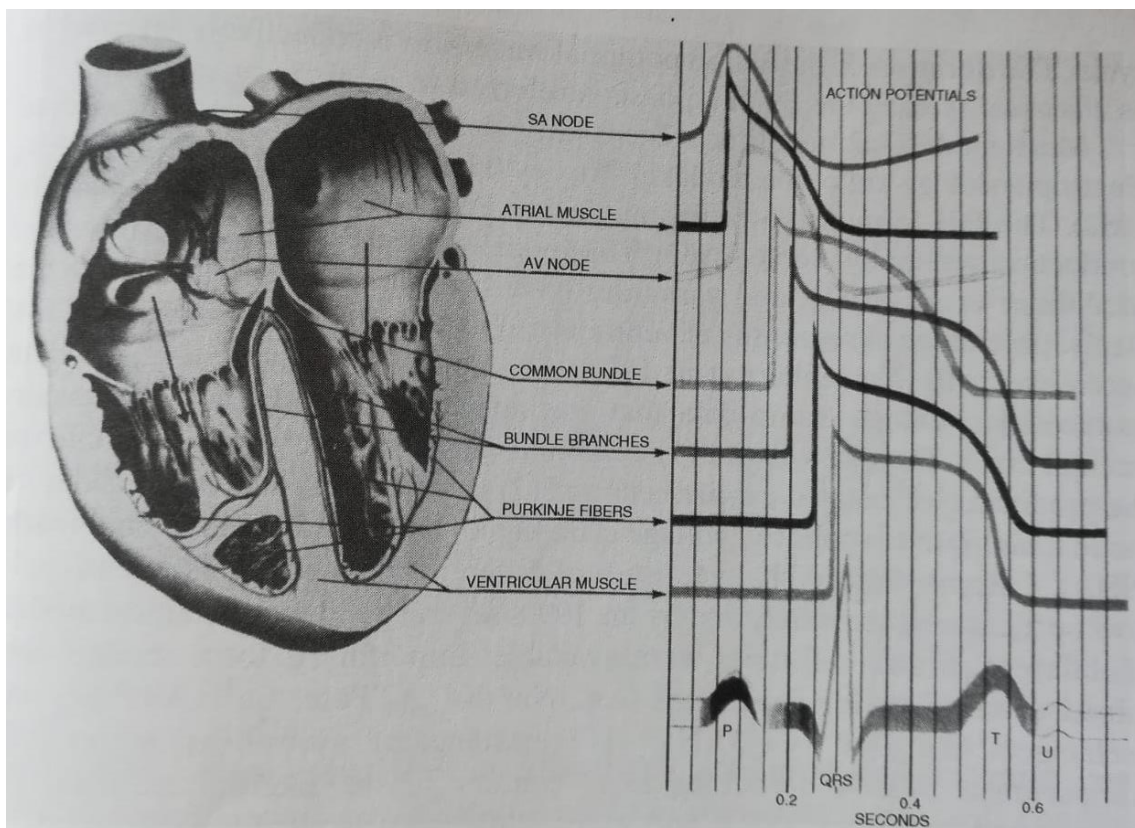


Figura 3. Gráfica de los potenciales de acción donde se representa la actividad eléctrica de varias regiones del corazón. [Fuente: The Ciba Collection of Medical Illustrations, 1969]

La forma de la señal del ECG proviene de las ondas que se generan con la activación de los potenciales de membrana en diferentes partes del corazón. La onda P está producida por la despolarización de las aurículas, el complejo QRS por la despolarización de los ventrículos y la onda T por la repolarización ventricular. Los intervalos P-R (punto 3 de la Figura 5) y S-T (zona entre el punto 4 y 5 de la Figura 5) suelen tener un potencial de cero voltios.

Las magnitudes de tensión de un ECG normal son las siguientes:

- Amplitud onda P: 0,1 – 0,3 mV.
- Amplitud onda R: 0,5 – 3 mV.
- Amplitud onda T: 0,2 – 0,3 mV.

También puede verse en la Figura 4 un pequeño resumen con algunos de los voltajes y duraciones de las ondas de un ECG.

Part	Amplitude	Duration
P-wave	100-150 μV	100-120 ms
P-R segment	—	100 ms
QRS complex	1-1.5 mV	80-100 ms
S-T segment	—	140-160 ms
T-wave	150-200 μV	16-180 ms
U-wave	50 μV	40 ms

Figura 4. Resumen de las partes de una señal de ECG como la mostrada en la Figura 6, y sus amplitudes aproximadas y duraciones cuando se mide en la superficie de la piel. (Fuente: Svärd, 2010)

El primero está causado por un retraso en la conducción del nodo auriculoventricular (AV). A veces se registra una pequeña onda adicional después de la onda T. Esta onda es la onda U, y no siempre está presente en un ECG. Se cree que esta onda proviene de una repolarización lenta de los ventrículos.

La forma de la señal del ECG y la parte del corazón que origina ese potencial se muestran a continuación en la Figura 5 y Figura 6:

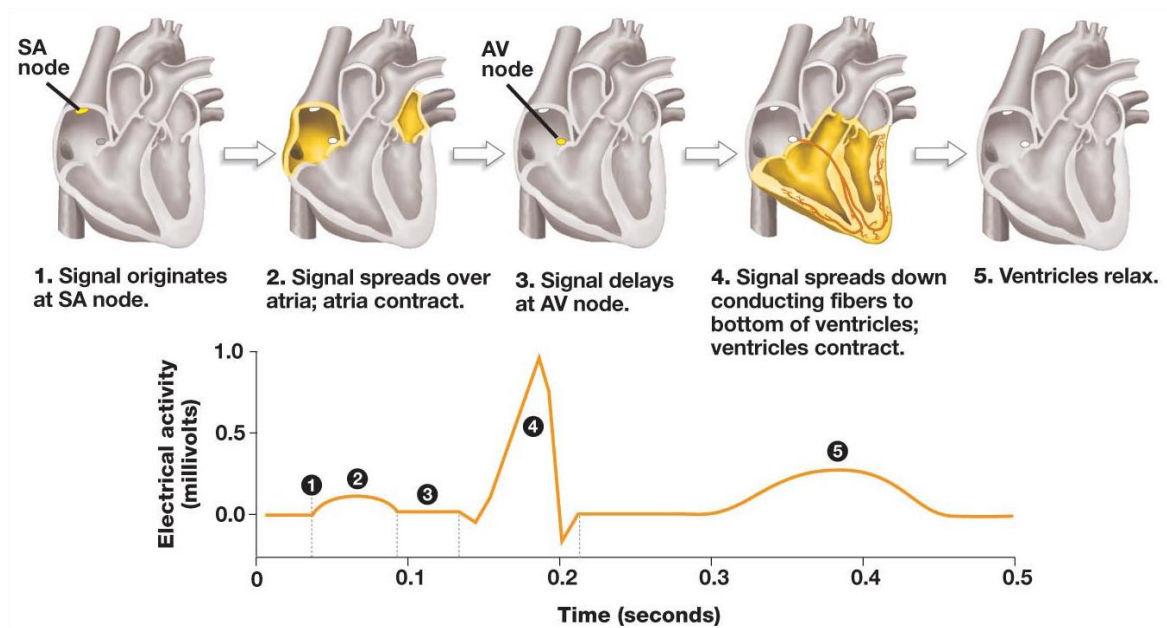


Figura 5. Activación eléctrica del corazón y forma de la señal resultante. (Fuente: *The maintenance of the body*, Pearson Education)

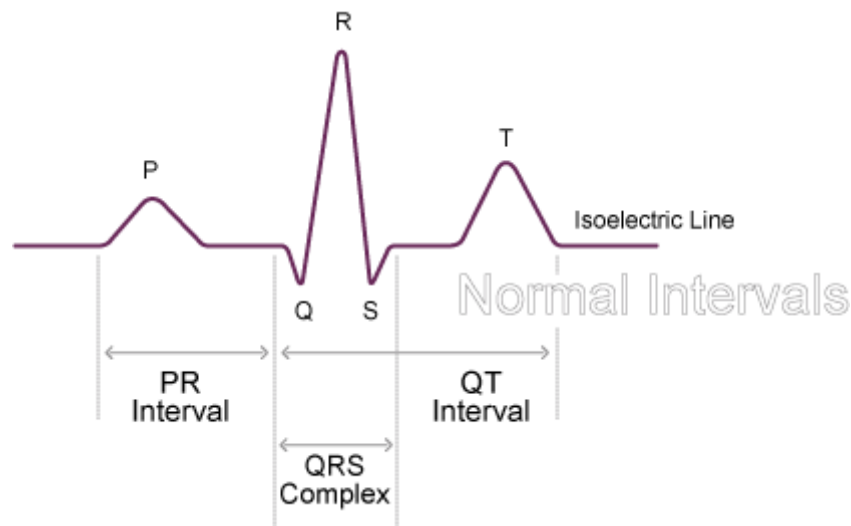


Figura 6. Forma de onda de la señal de ECG con el nombre de cada onda. (Fuente: School of Health Sciences, Queen's Medical Centre, University of Nottingham.)

2.1.1.3. Derivaciones

Existen 12 derivaciones estándar para realizar un diagnóstico de ECG. Para una monitorización clínica de ECG debe llevarse a cabo más de una derivación para poder describir la actividad eléctrica del corazón al completo. Estas derivaciones pueden dividirse en plano frontal y plano transversal, ver la Figura 7.

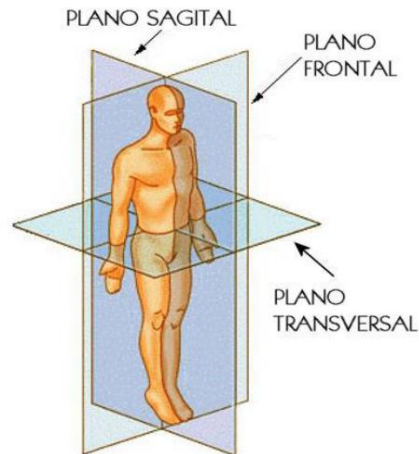


Figura 7. Planos del cuerpo. (Fuente: Instituto Nacional de Seguridad e Higiene en el Trabajo (INSHT))

2.1.1.3.1. Derivaciones del plano frontal

El plano frontal está compuesto por tres derivaciones básicas. Estas derivaciones son permutaciones de pares de electrodos dependiendo de si un electrodo se encuentra localizado en una extremidad u otra. Normalmente, se posiciona otro electrodo en la pierna derecha y se conecta a tierra. Las tres derivaciones resultantes son las siguientes:

$$I = V_{LA} - V_{RA} \quad (2)$$

$$II = V_{LL} - V_{RA} \quad (3)$$

$$III = V_{LL} - V_{LA} \quad (4)$$

Donde LA representa el brazo izquierdo (*left arm*), RA el brazo derecho (*right arm*), y LL la pierna izquierda (*left leg*).

Los vectores de estas tres derivaciones pueden aproximarse como un triángulo equilátero conocido como el triángulo de Einthoven.

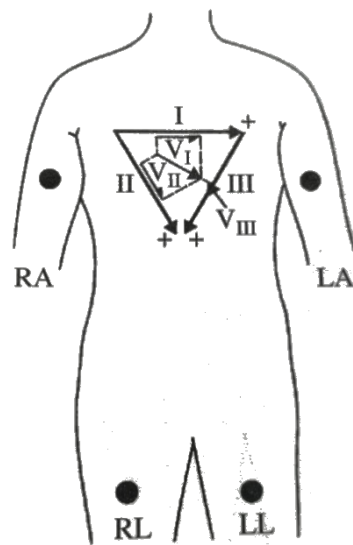


Figura 8. Derivaciones básicas del plano frontal formando el triángulo de Einthoven. (Fuente: Webster, 2010)

Además, también existen derivaciones unipolares que consisten en medir el potencial de un electrodo respecto a un electrodo de referencia equivalente, el cual es el promediado de las señales obtenidas en dos o más electrodos. Uno de estos electrodos de referencia es conocido como el terminal central de Wilson. En la Figura 9 se puede ver la implementación de este sistema:

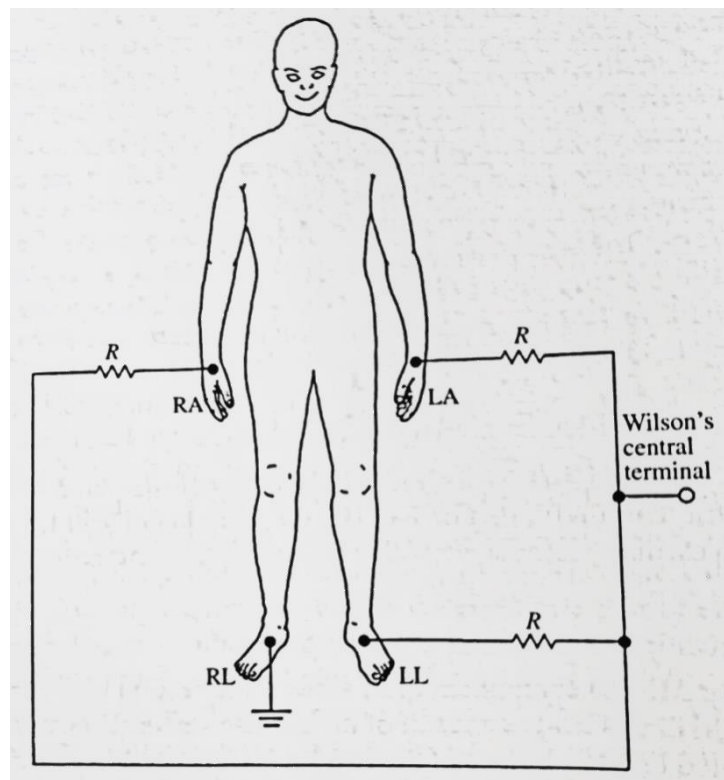


Figura 9. Conexión de los electrodos en el cuerpo para obtener el terminal central de Wilson.
(Fuente: Webster, 2010)

Por último, están las derivaciones aumentadas, que son los voltajes medidos desde el punto donde se encuentra posicionado el electrodo de una extremidad hasta el punto central, y a los que se les ha eliminado la conexión entre la extremidad donde se mide y terminal central. Estas derivaciones aumentadas pueden expresarse matemáticamente de la siguiente manera:

$$aVL = \frac{2V_{LA} - V_{RA} - V_{LL}}{2} \quad (5)$$

$$aVR = \frac{2V_{RA} - V_{LA} - V_{LL}}{2} \quad (6)$$

$$aVF = \frac{2V_{LL} - V_{LA} - V_{RA}}{2} \quad (7)$$

Donde aVL es la señal aumentada entre LA y el punto central, aVR con el brazo derecho y este punto central, y aVF lo mismo, pero con la pierna izquierda. En la Figura 10 se pueden ver las derivaciones aumentadas.

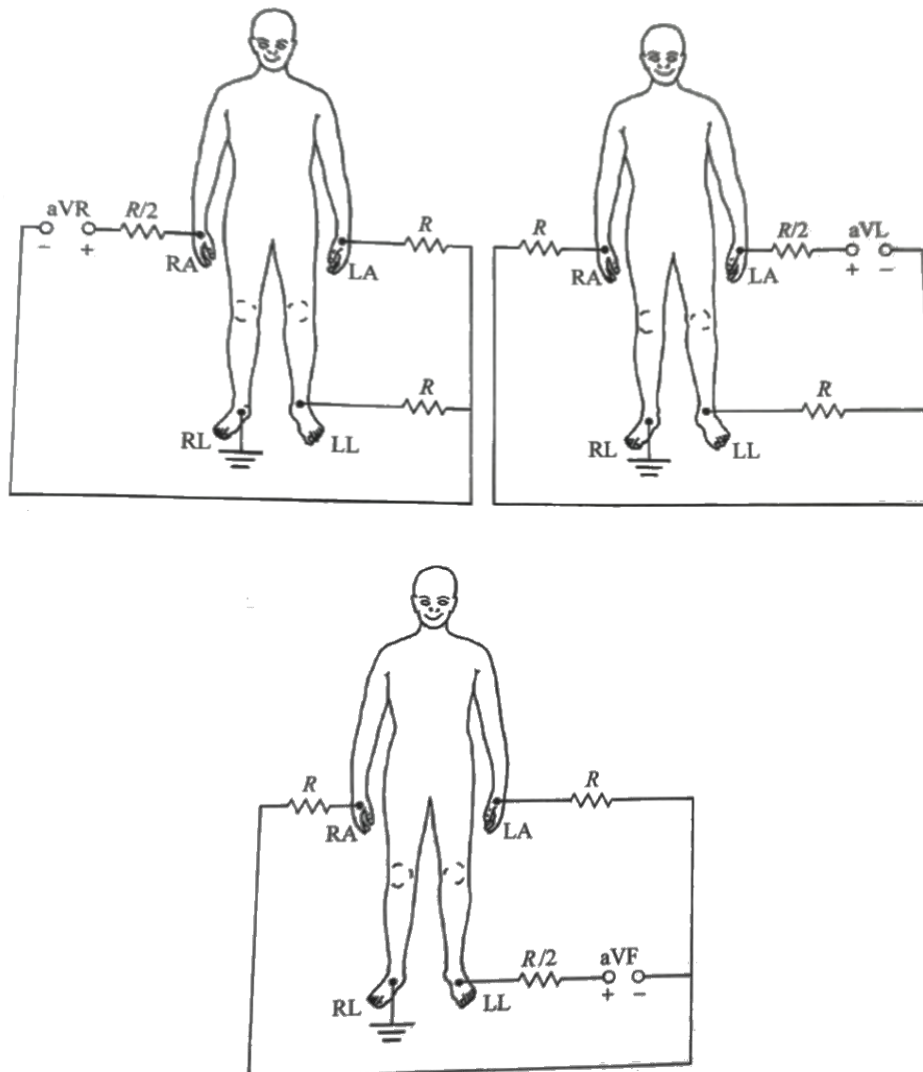


Figura 10. Conexión de los electrodos para las tres derivaciones aumentadas aVR (arriba izquierda), aVL (arriba derecha) y aVF (abajo). (Fuente: Webster, 2010)

2.1.1.3.2. Derivaciones del plano transversal

En este caso, los especialistas utilizan las derivaciones precordiales, que constan de seis electrodos colocados en unas posiciones específicas del pecho. El ECG obtenido en esta derivación se obtiene del potencial entre estos seis electrodos y el electrodo de Wilson. La disposición de estos seis electrodos en el cuerpo se puede ver en la Figura 11:

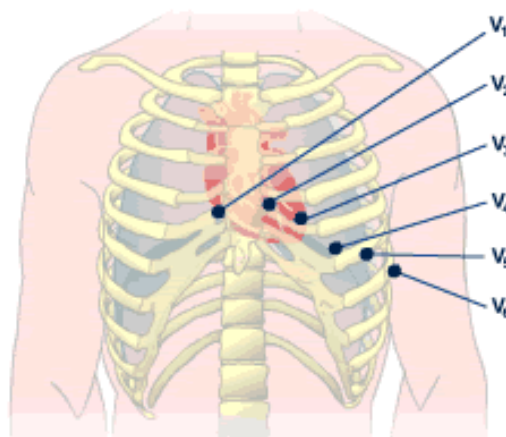


Figura 11. Disposición de los electrodos para las derivaciones precordiales. (Fuente: Mikael Häggström, 2012)

2.1.2. Electroencefalograma

2.1.2.1. Anatomía y funcionamiento del cerebro

El cerebro es el órgano del sistema nervioso donde se encuentran las neuronas, que son las células de este sistema. Su función principal es la de recibir estímulos y transmitir el impulso nervioso en forma de potencial de acción a otras neuronas para generar una respuesta. Las neuronas están formadas por el cuerpo celular, donde se encuentra el núcleo, las dendritas y el axón. En la Figura 12 se puede ver la representación de una neurona.



Figura 12. Partes de una neurona. (Fuente: ADAM)

El impulso nervioso es debido a una serie de cambios fisicoquímicos en la superficie e interior de las neuronas. Cuando la neurona está en reposo (potencial de reposo = -60 mV) se mantiene una diferencia de potencial eléctrico entre un lado y el otro de la membrana celular gracias a la bomba de sodio, que provoca la salida de iones de sodio (Na^+) y la entrada de iones potasio (K^+). Cuando un

estímulo suficientemente intenso actúa sobre una neurona se abren los canales de sodio y este elemento pasa al interior de la célula, invirtiendo la diferencia de potencial y creando el potencial de acción (despolarización de la célula = -50 mV). Inmediatamente después, se cierran los canales de sodio y se abren los canales de potasio, que salen al exterior con el fin de equilibrar de nuevo el potencial de membrana.

Los potenciales de acción en el cerebro son conducidos por los axones. Estos aportan un potencial superficial despreciable debido al gran número de axones presentes en el córtex con diferentes orientaciones y respuestas asíncronas.

2.1.2.2. Electroencefalograma (EEG)

Los potenciales que se registran en la superficie provienen de respuestas evocadas, es decir, de la respuesta síncrona de varios axones.

Las señales obtenidas tienen un nivel muy bajo que oscila entre los 10 y los 300 μV . En la Figura 13 puede verse una tabla con los valores de las bandas de frecuencia de estas ondas.

Wave	Observed	Frequencies
Alpha (α)	At the back of the head with eyes closed	8-13 Hz
Beta (β)	At the top and front of the head	13-30 Hz
Delta (δ)	In infants and sleeping adults	0.5-4 Hz
Theta (θ)	In children and sleeping adults	4-8 Hz

Figura 13. Tabla con un resumen de las diferentes ondas de EEG, donde se miden, y sus bandas de frecuencia. (Fuente: Svärd, 2010)

Las formas de onda de la señal dependen mucho de la colocación de los electrodos y varían mucho entre cada sujeto. No hay un patrón repetitivo como en el ECG. Cada canal de EEG se obtiene por la diferencia entre dos electrodos (bipolar) o la diferencia entre un electrodo y una referencia (monopolar).

El EEG presenta cuatro tipos de onda diferentes:

- Las ondas delta, que oscilan entre los 0,5 y 4 Hz, y tienen una amplitud de 50 μV en promedio. Es el ritmo normal en niños menores de un año y en el sueño profundo, pero si se encuentran en adultos despiertos indica algún tipo de lesión.
- Las ondas theta, que se encuentran entre los 4 y 8 Hz. Es el ritmo normal en jóvenes y durante el sueño, pero extraño en adultos despiertos, lo que indicaría que hay una lesión, tensión o frustración. Se localizan en la zona temporal y parietal.

- Las ondas alfa, que se encuentran entre los 8 y 13 Hz. Aparecen al cerrar los ojos o en la relajación en la zona occipital. Desaparecen durante el sueño.
- Las ondas beta, que oscilan entre los 13 y 30 Hz. Se encuentran en las zonas parietales o laterales y frontales del cerebro. Aparecen en estados de alerta, ojos abiertos o actividad mental intensa.

En la Figura 14 se pueden ver varios tipos de onda cerebral.

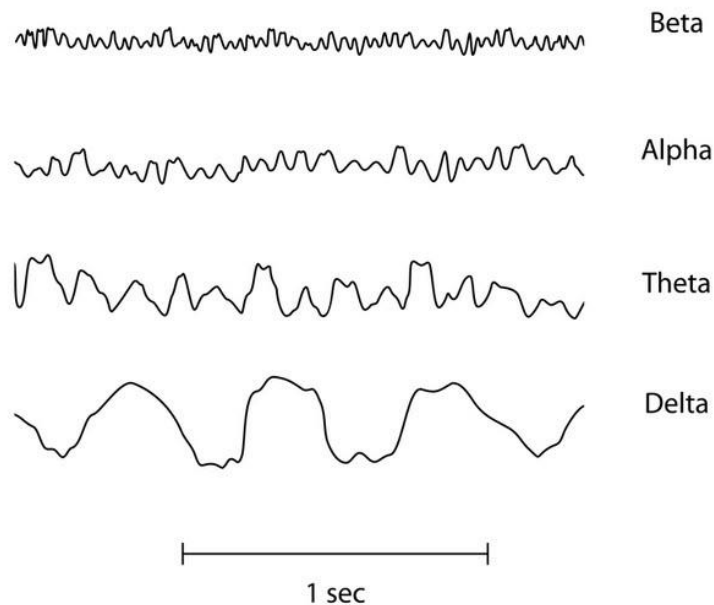


Figura 14. Visualización de los cuatro tipos de onda diferentes de un EEG. (Fuente: Guyton, 1972)

El sistema más utilizado en la práctica clínica para obtener el EEG es el de la Federación Internacional 10-20, donde se utilizan ciertos puntos de referencia anatómicos para estandarizar el posicionamiento de los electrodos para EEG. Se refiere a la representación de los canales de EEG como a un montaje. La Figura 15 muestra dicha colocación de los electrodos.

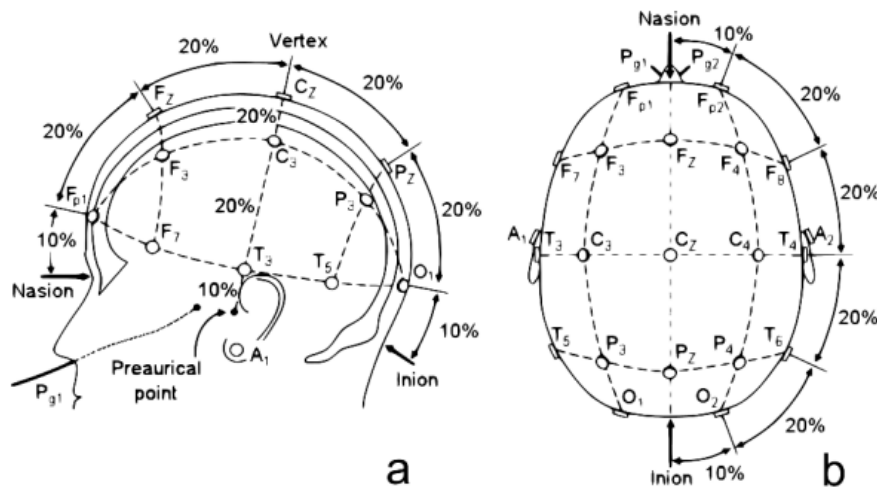


Figura 15. Colocación de los electrodos para EEG según el sistema de la Federación Internacional 10-20. (Fuente: Sepúlveda et al., 2015)

2.1.2.3. Montajes

En el montaje bipolar, cada canal mide la diferencia entre dos electrodos adyacentes.

En el montaje de referencia, cada canal mide la diferencia entre un electrodo y un electrodo de referencia, normalmente situado en la oreja.

En el montaje de referencia medio, cada canal mide la diferencia entre un electrodo y la media de todos los otros electrodos.

En el montaje de Laplace, cada canal mide la diferencia entre un electrodo y una media ponderada de los que se encuentran a su alrededor.

2.2. Objetivos

2.2.1. Objetivos Generales

Los objetivos generales de este trabajo consistirán en el diseño de un par de electrodos capacitivos para la medida de parámetros fisiológicos.

Estos electrodos no requieren preparación previa de la piel ni aplicación del gel conductor. Para facilitar la medida del ECG de forma no invasiva se implementarán en una camiseta.

2.2.2. Objetivos Específicos

- Estudio del principio físico de funcionamiento de los electrodos capacitivos.

- Estudio de los diferentes circuitos de acondicionamiento de la señal.
- Simulación del circuito de acondicionamiento seleccionado.
- Diseño y fabricación de los electrodos.
- Caracterización de los electrodos.

3. SECCIONES

3.1. Planificación del proyecto (GANTT)

En la Figura 16 se muestra el diagrama de Gantt con la planificación del proyecto. Los dos primeros meses están dedicados a la búsqueda de información y redacción de los apartados teóricos. Durante parte de ese tiempo y el mes siguiente se dedica a ir haciendo simulaciones, pruebas y cálculos hasta obtener el diseño deseado. Una vez ya se tiene este circuito deseado el siguiente paso es el de diseñar el esquemático y la PCB. Cuando ya se tienen todos los componentes se elaboran los apartados referentes a las normativas y se realiza el análisis económico. Los últimos días se dejan para preparar los documentos finales y preparar la defensa oral del trabajo.

A causa de los problemas con la empresa proveedora de los componentes, el plan no se ha podido cumplir con las fechas deseadas, ya que las medidas, el procesado y las mejoras no han podido realizarse hasta principios de octubre en vez de finales de setiembre, y por eso no han podido ser incluidos en la memoria. Pero sí que podrán mostrarse en la defensa oral del trabajo.

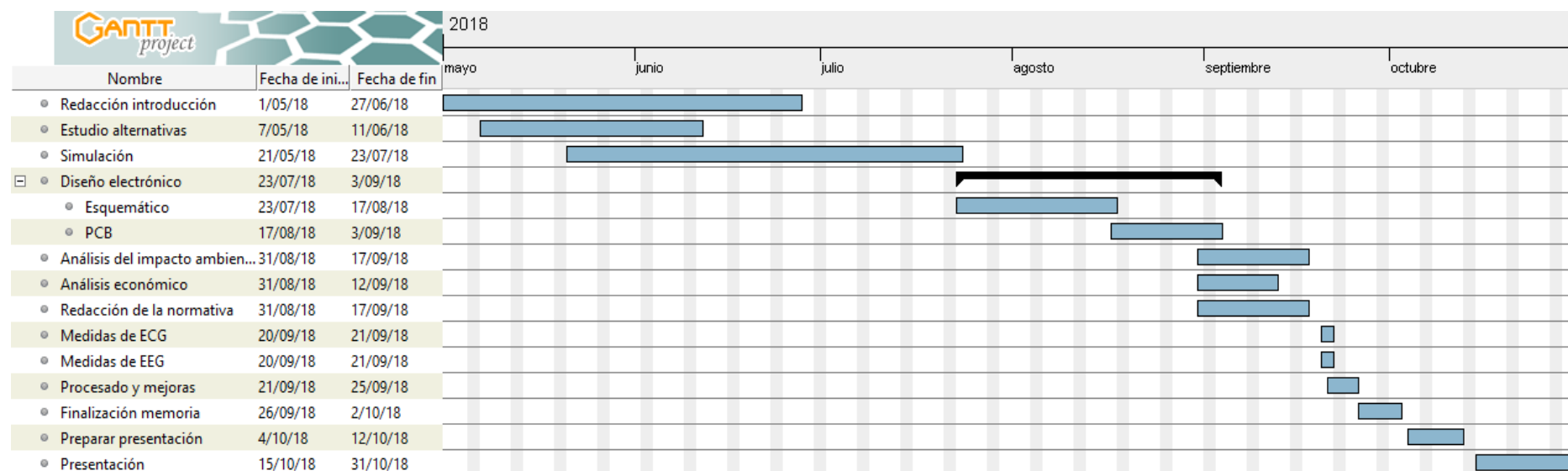


Figura 16. Diagrama de Gantt del proyecto. (Fuente: propia)

3.2. Estudio de alternativas

3.2.1. Electrodo polarizable

Un electrodo será polarizable o no según su comportamiento cuando una corriente pasa entre este y el electrolito. Cuando no hay intercambio de carga en la interfaz electrodo-electrolito en el momento en que se aplica la corriente, este electrodo será perfectamente polarizable, ya que actúa como si fuera un condensador. En cambio, los electrodos perfectamente no polarizables son aquellos a través de los cuales la corriente circula libremente en la interfaz electrodo-electrolito, sin necesidad de energía.

3.2.2. Descripción del funcionamiento del electrodo húmedo

El electrodo húmedo, como el de plata-cloruro de plata (Ag/AgCl), es un electrodo cuyas características se asemejan a las de un electrodo no polarizable perfecto. Este electrodo consiste en un metal recubierto con una capa de un compuesto iónico ligeramente soluble de ese metal, AgCl, con un anión adecuado, Cl⁻. Todo el conjunto se sumerge en un electrolito que contiene el anión en unas concentraciones relativamente altas.

El comportamiento del electrodo de Ag/AgCl viene determinado por dos reacciones químicas. La primera implica la oxidación de los átomos de plata de la superficie del electrodo en iones de plata en solución en la interfaz.



La segunda reacción ocurre inmediatamente en la formación de los iones de Ag⁺. Estos iones se combinan con los iones de Cl⁻ ya en solución para formar el compuesto iónico AgCl.

La tensión de “*half-cell*” es una diferencia de potencial en la que influye el tipo de metal, la concentración de iones y la temperatura, entre otros factores. La separación de cargas en la interfaz metal-electrolito da como resultado una doble capa eléctrica, donde un tipo de carga es dominante en la superficie del metal, y la otra queda distribuida en exceso en el electrolito adyacente. Esta distribución de carga puede afectar al rendimiento del electrodo (Geddes, 1972; Cobbold, 1974). El potencial de “*half-cell*” no puede calcularse directamente, sino que se toma como referencia el potencial “*half-cell*” de un electrodo de hidrógeno como cero. A continuación, se muestra el potencial “*half-cell*” de algunos de los materiales más comunes de los electrodos a 25 °C.

Metal and Reaction	Potential E^0 (V)
$\text{Al} \rightarrow \text{Al}^{3+} + 3\text{e}^-$	-1.706
$\text{Zn} \rightarrow \text{Zn}^{2+} + 2\text{e}^-$	-0.763
$\text{Cr} \rightarrow \text{Cr}^{3+} + 3\text{e}^-$	-0.744
$\text{Fe} \rightarrow \text{Fe}^{2+} + 2\text{e}^-$	-0.409
$\text{Cd} \rightarrow \text{Cd}^{2+} + 2\text{e}^-$	-0.401
$\text{Ni} \rightarrow \text{Ni}^{2+} + 2\text{e}^-$	-0.230
$\text{Pb} \rightarrow \text{Pb}^{2+} + 2\text{e}^-$	-0.126
$\text{H}_2 \rightarrow 2\text{H}^+ + 2\text{e}^-$	0.000 by definition
$\text{Ag} + \text{Cl}^- \rightarrow \text{AgCl} + \text{e}^-$	+0.223
$2\text{Hg} + 2\text{Cl}^- \rightarrow \text{Hg}_2\text{Cl}_2 + 2\text{e}^-$	+0.268
$\text{Cu} \rightarrow \text{Cu}^{2+} + 2\text{e}^-$	+0.340
$\text{Cu} \rightarrow \text{Cu}^+ + \text{e}^-$	+0.522
$\text{Ag} \rightarrow \text{Ag}^+ + \text{e}^-$	+0.799
$\text{Au} \rightarrow \text{Au}^{3+} + 3\text{e}^-$	+1.420
$\text{Au} \rightarrow \text{Au}^+ + \text{e}^-$	+1.680

Figura 17. Potenciales de “half-cell” para los materiales más comunes de los electrodos a 25°C. (Fuente: Handbook of Chemistry and Physics, 1974-1975)

El potencial de “half-cell” se ve afectado si circula corriente debido a la polarización. Esta diferencia entre el potencial “half-cell” cuando no hay corriente y cuando si la hay se llama sobrevoltaje.

El potencial de media celda se puede calcular mediante la ecuación de Nernst (10) para la reacción descrita en la ecuación (8).

$$E = E^0 + \frac{RT}{nF} \ln(a_{c^{n+}}) \quad (10)$$

En el momento de usar este electrodo, se recomienda el uso de un gel electrolítico conductor de iones de Cl^- como principal anión para mantener un buen contacto. En la Figura 18 se representa un modelo eléctrico del conjunto electrodo-piel.

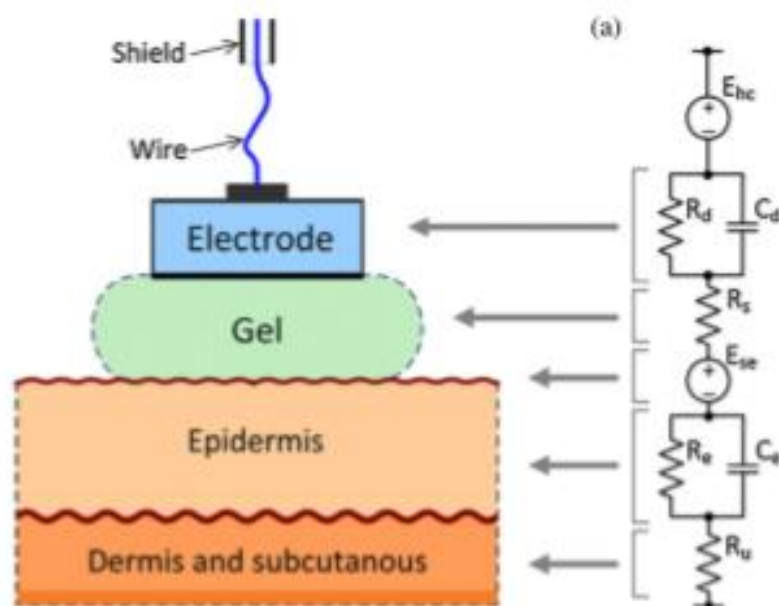


Figura 18. Modelo eléctrico para la interfaz electrodo-piel para electrodos húmedos. (Fuente: Webster, 2010)

La tensión E_{hc} representa la tensión de polarización del electrodo. La resistencia R_d y la capacidad C_d corresponden a la resistencia del material del electrodo y su capacidad, respectivamente. La resistencia R_s corresponde a la resistencia eléctrica del gel. Puede considerarse que la epidermis o dermis es una membrana semipermeable a los iones, lo que puede originar una diferencia de concentración iónica a través de esta membrana, originando la diferencia de potencial E_{se} , la cual se obtiene mediante la ecuación de Nernst explicada anteriormente. La epidermis está formada por una capa de células muertas. Esto se puede modelar como una resistencia, R_e , en paralelo con una capacidad, C_e . Esta capacidad correspondería a la capacidad formada por el gel y la dermis, siendo el dieléctrico la epidermis.

3.2.3. Electrodo aislado

En los electrodos capacitivos no existe una transferencia de cargas entre la piel y el electrodo como en los electrodos húmedos. Cuando el electrodo capacitivo está en contacto con la piel se denomina electrodo aislado, mientras que, si existe algún material entre la piel y el electrodo, como un tejido de algodón, se denominan electrodos capacitivos.

El electrodo capacitivo consiste en una placa metálica recubierta por un material aislante, que, al colocarse sobre la piel, forma un capacitor donde la otra placa es el tejido cutáneo, donde se inducen cargas en la placa metálica del electrodo y con esto se genera un biopotencial eléctrico.

Al ser electrodos que no están en contacto directo con la piel, la interfaz electrodo-piel es principalmente capacitiva. En la Figura 19 puede verse el modelo eléctrico electrodo-piel para los electrodos capacitivos.

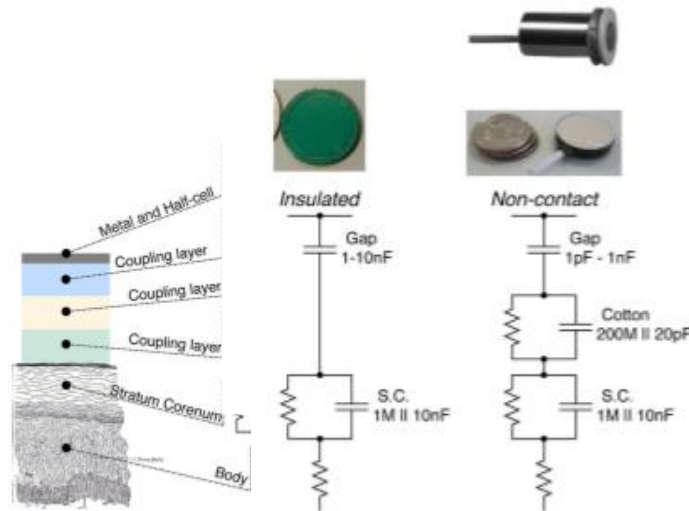


Figura 19. Acoplamiento eléctrico de la interfaz electrodo-piel para el electrodo capacitivo y a través de una tela de algodón. (Fuente: Chi et al., 2010)

En este modelo la parte del gel no aparece y solo aparece la capacidad de acoplamiento electrodo-piel. Si se coloca un tejido entre el electrodo y la piel, en el modelo se añade un nuevo componente.

3.2.4. Comparación entre electrodos húmedos y electrodos capacitivos

En la Tabla 1 se comparan los diferentes electrodos capacitivos desarrollados por los diferentes grupos de investigación del mundo. En esta tabla se puede ver una comparativa cuando el electrodo se utiliza en modo aislado o en modo capacitivo.

	Electrodos húmedos	Electrodos capacitivos	Electrodos aislados
Contacto directo	Sí	No	Sí
Impedancia de entrada	0,65 k Ω – 350 k Ω , 25 nF	305 M Ω – 10 ¹² M Ω , 0,1 pF – 34 pF	10 ¹⁵ Ω , 1 pF
Capacitancia de acoplamiento	0,1 μ F	1 pF – 10 pF	0,1 nF – 1 nF
Ancho de banda	0,6 Hz – 1kHz	10 mHz – 200 kHz	10 mHz – 200 MHz
Ruido a 1 Hz	2,5 μ V	2 μ V – 10 μ V	70 nF – 20 μ F

Tabla 1. Comparación entre ciertos electrodos húmedos, capacitivos y aislados. (Fuente: propia)

Para los electrodos húmedos, las impedancias de entrada del circuito de acondicionamiento oscilan entre los 350 k Ω y los 10¹⁵ Ω , mientras que en los electrodos capacitivos son mayores, entre 305 M Ω y 10¹⁵ Ω .

3.2.5. Descripción del circuito de medida con electrodos normales

ECG

La caída de potencial óhmico puede ser medida en dos puntos de la superficie o entre un punto en la superficie y un punto de referencia asignado. En la Figura 20 puede verse el problema general volumen-conductor en términos de fuente de corriente y carga resistiva concentrada.

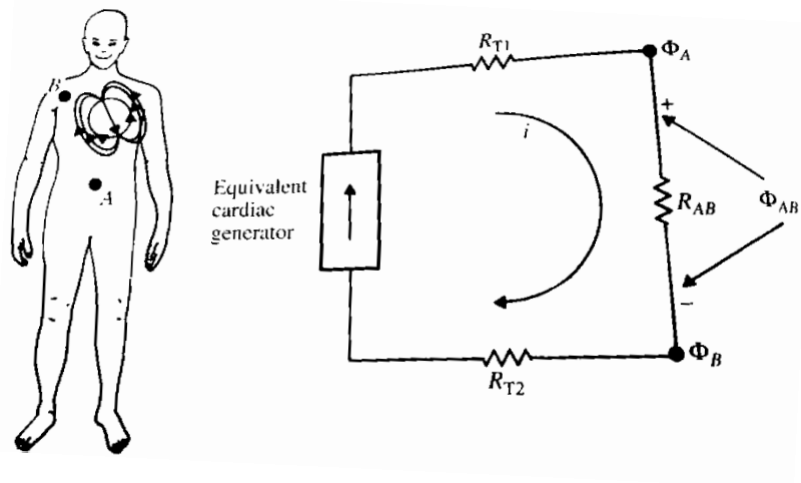


Figura 20. Problema electrocardiográfico. (Fuente: Webster, 2010)

Los puntos A y B son puntos de observación arbitrarios en el torso, R_{AB} es la resistencia entre ellos y, R_{T1} y R_{T2} son resistencias medias torácicas. El voltaje viene dado por $\Phi_{AB} = \Phi_A - \Phi_B$, donde ambos están referenciados respecto una referencia de potencial indiferente.

En la mayoría de los sistemas electrocardiográficos, el paciente no está perfectamente conectado a tierra. Por eso, se implementa el sistema de conducción de pierna derecha (DRL, *Driven Right-Leg*), donde se conecta un electrodo en la pierna derecha a la salida de un amplificador operacional auxiliar. El voltaje de modo común del cuerpo es sentido por la media de dos resistores R_a , invertido, amplificado, y retroalimentado a la pierna derecha. Esta realimentación negativa conduce el voltaje de modo común a valores inferiores. El desplazamiento de la corriente del cuerpo no fluye hacia tierra, pero si hacia la salida del amplificador operacional. Esto reduce la interferencia dentro de los límites del amplificador del ECG y conecta efectivamente el paciente a tierra (Winter & Webster, 1983). En la Figura 21 se muestra el circuito de DRL.

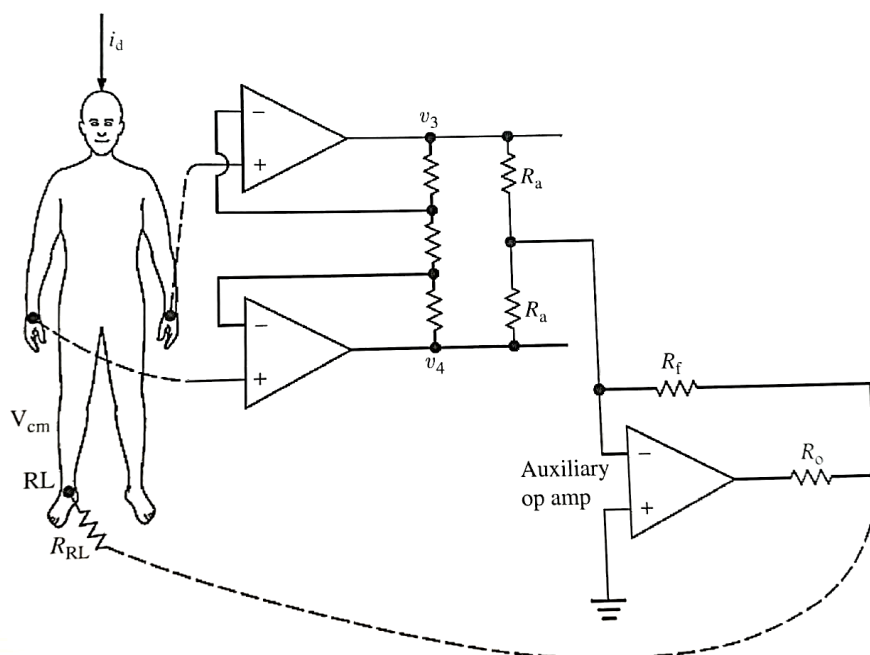


Figura 21. Circuito DRL para minimizar la interferencia de modo común. (Fuente: Webster, 2010)

Este circuito deriva el voltaje de modo común de la media de un par de resistores conectados a v_3 y v_4 . La pierna derecha no está directamente conectada a tierra, pero sí a la salida del amplificador operacional auxiliar.

El circuito también aporta cierta seguridad eléctrica. Si surgiera algún tipo de voltaje elevado por error entre el paciente y tierra, el amplificador operacional saturaría. De esta manera, el paciente quedaría desconectado porque el amplificador ya no puede conducir más corriente hacia la pierna derecha.

En el circuito de medida, las capacitancias de acoplamiento entre el electrodo y la piel tienen unos valores típicos entre los 50 y 2000 pF. Con estos valores, las capacitancias parásitas pueden distorsionar el divisor de tensión entre las capacitancias de acoplamiento y su entrada. Lo que podría ocasionar serios problemas para la señal de rechazo al modo común.

En cuanto a los anchos de banda para medir con electrodos húmedos o electrodos capacitivos, los valores son muy similares entre ambos tipos de electrodos, aunque generalmente, son ligeramente inferiores para los electrodos capacitivos.

Aun así, cabe destacar que el nivel de ruido es siempre mayor en los electrodos capacitivos.

3.2.6. Circuitos de acondicionamiento

En la Figura 22 se muestra una tabla donde se han resumido algunos diseños típicos y su funcionamiento.

Year	Ref.	Distance or coupling capacitance	Electronic Design			Characteristics		System/ Application
			AFE	Bias Path	Strategies	Input imped.	Noise	
2000	[5]	Through cloth	EPS based on IA	Precise guarding, bias-free	Planar guarding and shielding; Positive feedback	$10^{15} \Omega \parallel 1 pF$	$2 \mu V / \sqrt{Hz}$ at 1 Hz	Insulated ECG
2002	[6] [40]	ECG: Off-body up to 1 m; EEG: through the scalp hair	EPS based on IA	Precise guarding, bias-free	Planar guarding and shielding; Positive feedback	$\sim 10^{15} \Omega$	$4 \mu V / \sqrt{Hz}$ at 1 Hz	Two-electrode; Non-contact ECG/EEG.
2004	[62]	Dry contact, 450 k Ω	AE	-	Well-designed DRL	$10^{12} \Omega \parallel 10 pF$	$2 \mu V_{p-p} (0.33 \mu V_{rms})$ (0.1-200 Hz)	SLB
2004	[138]	<1 pF	CA	Bias-free	500 G Ω feedback resistor	-	$70 \mu V / \sqrt{Hz}$ at 1 Hz $45 \mu V_{rms}$ (5-35 Hz)	ECG/EEG
2007	[174]	Dry contact	AE	Diode	Electrode: TiO ₂ coating to SS	$10^{12} \Omega$	$0.76 \mu V_{rms}$ (0.1-10 Hz)	Dry EEG
2006, 2007	[137] [11]	1 mm insulator, 30 pF	AE	Resistor, 1.6 G Ω , 3 G Ω	Large ground plate; electrode array.	$1.6 G\Omega \parallel 15 - 18 pF$	-	Home monitoring of ECG, attached on furniture.
2007	[98]	Through cloth, 0.3 mm, 92 pF	AE&IA differential	Resistor, $10^{11} \Omega$	Active shielding; capacitive DRL	$10^{11} \Omega$	-	Insulated ECG
2007	[7]	0.2-3.2 mm	IA	Reset	Active shielding; Reset circuit; Feedback loop;	-	$2 \mu V_{rms}$ (1-100 Hz) at 0.2 mm; 17 μV_{rms} (1-100 Hz) at 3.2 mm.	Non-contact ECG/EEG
2007	[99] [175]	Insulated, 1 nF	AE	-	Insulated electrode contact to skin	$\sim 10^{15} \Omega$	$2 \mu V / \sqrt{Hz}$ at 2 Hz	QUASAR for ECG/EEG/EMG/EOG
2008	[8]	Through cotton	AE	-	Array	$\sim 10^{15} \Omega$	$5 \mu V / \sqrt{Hz}$ at 10 Hz	Array for BSPM
2008 2011	[16] [165]	Through cotton, 0.25 mm, 113 pF	AE&IA differential	Resistor 50 G Ω	Active shielding; capacitive DRL	$\sim 50 G\Omega$	-	Automatic application
2008	[168]	Fabric dry contact	AE&IA differential	-	Fabric AE; DRL; dc suppression	-	-	Wearable
2009	[53]	Fabric dry contact	AE	Bias-free	Fabric AE with shield	$10^{15} \Omega$	-	Wearable WSN
2009	[85] [118]	Through conductive sheet	AE	Diode and bootstrap	Active shielding guards input; diode bias path; bootstrap; capacitive neutralization; dc suppression; averm and feedback.	-	$14 \mu V_{rms}$	WSN node
2009	[9]	Through cloth	IA	Bias-free	Active shielding; capacitive neutralization; dc suppression; average Vcm and feedback	$> 10^{15} \Omega$	$3.8 \mu V_{rms}$	WSN node, ECG/EEG

2010	[37]	Dry or through cloth	AE	Bias-free	Active shielding; dc suppresson; average Vcm and feedback; various grounding testing	$>10^{15} \Omega$	-	WSN node, ECG/EEG
2010	[166]	Dry contact, conductive rubber	IA	Bias-free	Active shielding; DRL; dc suppresson	$10^{15} \Omega$	$0.66 \mu V / \sqrt{Hz}$ (0.1-100 Hz)	Athletes
2010	[164]	Dry contact	IA	Diode	LP, HP filter; optional reference drive; detailed circuit provided	-	-	Two-electrode ECG
2010	[156]	Dry, through cloth	AE&IA differential	Bias-free	Negative feedback to reduce Vcm.	-	-	Clinic
2010	[28]	Insulated	AE	Insulation leakage	Active shielding; capacitive neutralization; adjustable feedback	$3 T \Omega$	$10 \mu V / \sqrt{Hz}$ at 1 Hz when $C_s = 10 pF$ $1 \mu V / \sqrt{Hz}$ at 1 Hz when $C_s = 100 pF$	Insulated AE
2012	[105]	Through cotton, 110 pF	AE&IA differential	Resistor	DRL	$10^{10} \Omega$	-	Wearable WSN
2012	[178]	Through cloth	IA	-	Robust ground	$>10^{15} \Omega$	Increase with muscle activities	ECG/EMG
2012	[64]	21 pF	CA	-	Double feedback loop; input leakage current compensated.	-	$0.46 \mu V_{rms}$ (5-35 Hz) $0.76 \mu V_{rms}$ (0.05-100 Hz)	ECG
2011	[146]	Textile	OTA	-	Electrode array	-	-	CMOS level SoC for ExG, WSN node
2013	[145]	Dry, through cloth	-	-	Electrode array; conductive textile capacitance neutralization; algorithm	-	-	ECG in NICU
2014	[43]	Through cloth 0.2-1 mm, ~40 pF	IA	Insulation leakage	Active shielding; single electrode	$10^{15} \Omega$	-	Single-electrode; driver

Figura 22. Resumen de varios diseños típicos y su funcionamiento. (Fuente: Sun & Yu, 2016)

El nivel de ruido decrece con la frecuencia y varía con la fuente de acoplamiento de las capacitancias y la distancia. Los valores que se muestran en la Figura 22 son valores típicos. Los modelos presentes son diseños típicos, pero no todos los que existen.

De todas maneras, puede verse que los electrodos capacitivos no pueden adquirir una impedancia tan baja como los electrodos húmedos.

3.2.7. Estudio de los diferentes tipos de amplificadores

De todos los amplificadores operacionales que hay, se han escogido tres que presentan un ruido y un slew-rate aceptable y baja tensión de offset. Estos tres amplificadores son el LT1056, el AD8605 y el OPA140. Más adelante, se simularán en unos circuitos mediante el simulador LTspice XVII, y se escogerá el que presente el menor ruido.

Para poder realizar el diseño de los electrodos, se llevará a cabo breve explicación de los diferentes tipos de amplificadores que podrían implementarse. Estos son una especie de circuitos base, de los cuales se escogerá uno y se diseñará el circuito a partir de ahí.

1. Amplificador de transimpedancia

Utilizando un amplificador de transimpedancia se puede amplificar el desplazamiento de corriente del electrodo. Este circuito, que se muestra en la Figura 23, necesita una resistencia de valor muy elevado para poder amplificar una corriente del orden de pA-nA.

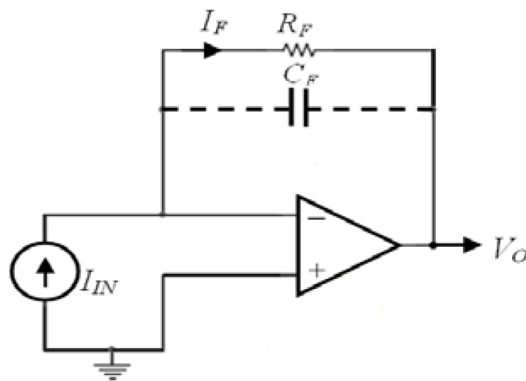


Figura 23. Circuito del amplificador de transimpedancia. (Fuente: propia)

Este es un circuito inversor donde R_F se tomará de $100 \text{ G}\Omega$, ya que la i_{bias} será del orden de los fA-pA.

2. Amplificador de transimpedancia utilizando una red en -T

El amplificador tiene que tener una resistencia para la ganancia muy alta y no es fácil encontrarlas en las tiendas. Se puede utilizar una red en T, tal y como se muestra en la Figura 24, para obtener una resistencia muy elevada con valores comerciales.

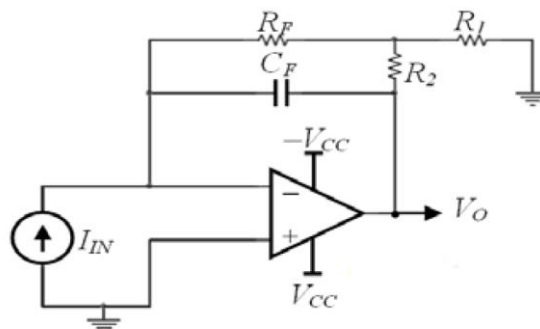


Figura 24. Circuito del amplificador de transimpedancia utilizando una red en T. (Fuente: propia)

Al utilizar una resistencia de valor tan elevado se aumenta el ruido a la salida del amplificador operacional.

3. Amplificador seguidor de tensión (Buffer)

El amplificador, mostrado en la Figura 25, tiene que tener una impedancia de entrada muy alta. La resistencia de polarización y la capacidad C_{in} reducen la impedancia de entrada. El valor de C_s puede variar desde 100 pF en contacto con la piel a 10 pF cuando hay una tela entre el electrodo y la piel.

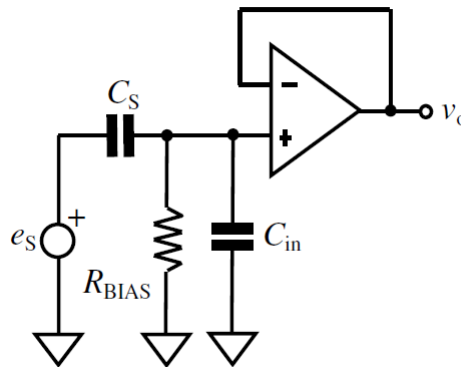


Figura 25. Circuito del amplificador seguidor de tensión. (Fuente: propia)

4. Reducción de las corrientes de polarización

Una de las opciones para incrementar la impedancia de entrada es eliminar la corriente de polarización del amplificador operacional. Una de las opciones es utilizar diodos para que proporcionen la corriente de polarización (Richardson and López, 1970 and Yu *et al.*, 2009) como se muestra en el circuito de la Figura 26.

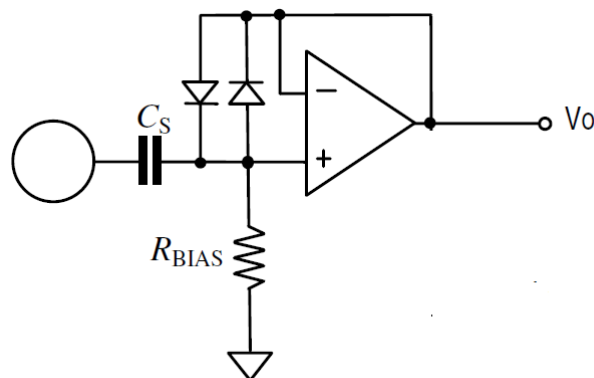


Figura 26. Circuito de reducción de corrientes de polarización. (Fuente: propia)

5. Guarda activa

Para neutralizar las corrientes parásitas que se producen por la humedad o la grasa en la placa, se utiliza una guarda activa, tal y como puede verse en la Figura 27. Estas corrientes parásitas se suman con las corrientes de polarización y producen errores en las medidas. Se aplica el mismo potencial al nodo de entrada positivo o negativo mediante un anillo. De esta manera los dos nodos están al mismo potencial y no hay circulación de corriente hacia los pines de entrada. Este circuito amplifica el ruido el amplificador operacional con la relación C_{SH}/C_S .

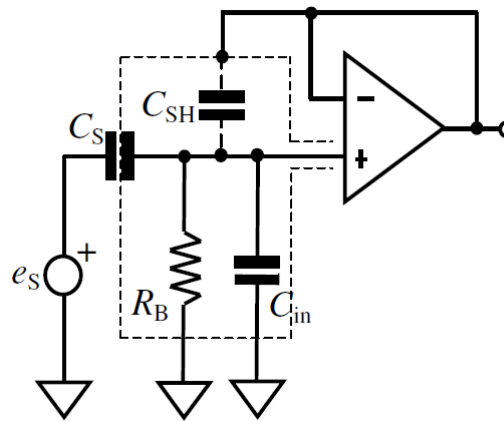


Figura 27. Circuito de guarda activa. (Fuente: propia)

6. Neutralización

Con esta técnica (Amatniek, 1958) se pretende cancelar las capacidades conectadas a masa. Para ello se trata de inyectar una corriente que cancele la corriente de polarización. Se inyecta una corriente igual a la corriente de polarización del amplificador operacional siguiendo el cálculo de la ecuación (11).

$$C_C = C_{in}/\delta \quad (11)$$

La ganancia del amplificador de retroalimentación no puede ser infinita porque los valores de C_C serían muy bajos. Este circuito también amplifica el ruido del amplificador operacional. El circuito de neutralización se muestra a continuación en la Figura 28.

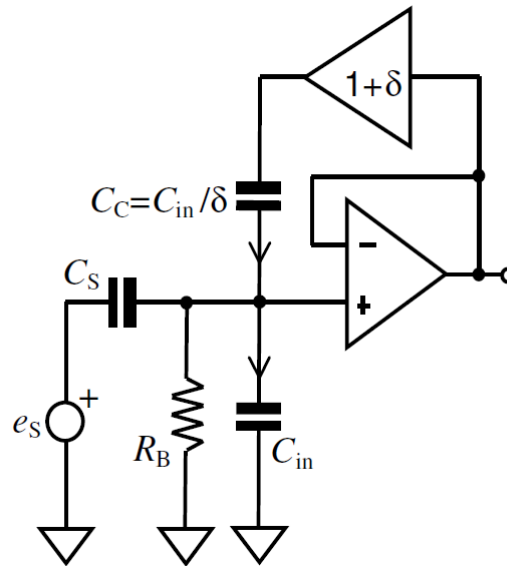


Figura 28. Circuito de neutralización. (Fuente: propia)

Después de haber hecho un estudio de los diferentes circuitos, se realizará un estudio de ruido para el amplificador de transimpedancia y el amplificador seguidor. Se seleccionará el circuito con el menor nivel de ruido, ya que son los dos circuitos que puedo llegar a implementar mediante mis conocimientos y con el tiempo del que se dispone.

3.2.8. Estudio del ruido de los diferentes circuitos seleccionados

A continuación, se llevará a cabo un estudio del ruido en la banda de frecuencia que nos interesa de los circuitos seleccionados. Pero antes se hará una breve introducción de los diferentes tipos de ruido que pueden encontrarse en los circuitos eléctricos. Los cinco más comunes son:

- *Shot noise*
- *Thermal noise* o ruido térmico
- *Flicker noise*
- *Burst noise*
- *Avalanche noise*

En los circuitos en los que hay amplificadores operacionales, el *burst noise* y el *avalanche noise* no suelen generar problemas, por lo que pueden eliminarse. Por eso no serán considerados en el análisis de ruido.

El *shot noise* siempre está asociado con el flujo de corriente. El *shot noise* aparece allá donde las cargas cruzan una barrera de potencial, como una unión PN⁴. Cruzar la barrera de potencial es un evento puramente aleatorio. La corriente instantánea está formada por un largo número de pulsos de corriente independientes y aleatorios. El cálculo del *shot noise* puede realizarse mediante la ecuación (12).

$$\overline{i_n^2} = \overline{(i - i_D)^2} = \int 2qi_D df \quad (12)$$

Donde i es la corriente instantánea, i_D es el valor de la media de los pulsos de corriente y q es la carga de un electrón ($1,62 \cdot 10^{-19}$ C).

El *shot noise* es espectralmente plano, lo que significa que cuando se representa respecto a la frecuencia tiene un valor constante. Este ruido es independiente de la temperatura.

El término iq_D es una densidad de corriente con las unidades A²/Hz.

El *thermal noise*, o ruido térmico es causado por la agitación térmica de los portadores de carga en un conductor, como los electrones. Este ruido está presente en todos los elementos resistivos pasivos.

Igual que el *shot noise*, el ruido térmico es espectralmente plano, pero a diferencia del primero es independiente del flujo de corriente.

El ruido térmico en un conductor puede modelarse como voltaje o como corriente. Cuando se modela como un voltaje se sitúa en serie con otra resistencia. Cuando se modela como una corriente se coloca en paralelo con una resistencia. El cálculo del ruido térmico se lleva a cabo mediante la ecuación (13) si es en voltaje, o mediante la ecuación (14) si es en corriente.

$$\overline{e^2} = \int 4kTRdf \quad (13)$$

$$\overline{i^2} = \int \frac{4kT}{R} df \quad (14)$$

Donde k es la constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K), T es la temperatura absoluta en K y R es la resistencia del conductor en Ω .

⁴ Unión PN: Estructura fundamental de los componentes electrónicos comúnmente denominados semiconductores, como diodos y transistores.

El *flicker noise* también es denominado el ruido $1/f$. Está presente en todos los equipos activos y tiene varios orígenes. El *flicker noise* siempre está asociado a una corriente en continua y se calcula mediante la ecuación (15) si es en voltaje, o mediante (16) si es en corriente.

$$\overline{e^2} = \int \left(\frac{K_e^2}{f} \right) df \quad (15)$$

$$\overline{i^2} = \int \left(\frac{K_i^2}{f} \right) df \quad (16)$$

Donde K_e es la constante en V del equipo, K_i es la constante del equipo en A y f es la frecuencia.

Para llevar a cabo estos cálculos se ha seguido el informe de Texas Instruments (2007).

El circuito con el modelo ideal de ruido se muestra a continuación en la Figura 29.

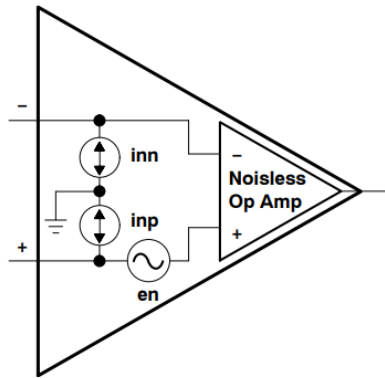


Figura 29. Modelo del ruido de un amplificador operacional. (Fuente: Texas Instruments, 2007)

A continuación, se muestra en la Figura 30 cada resistencia con su fuente de tensión de ruido equivalente, las corrientes de polarización y el offset del amplificador operacional.

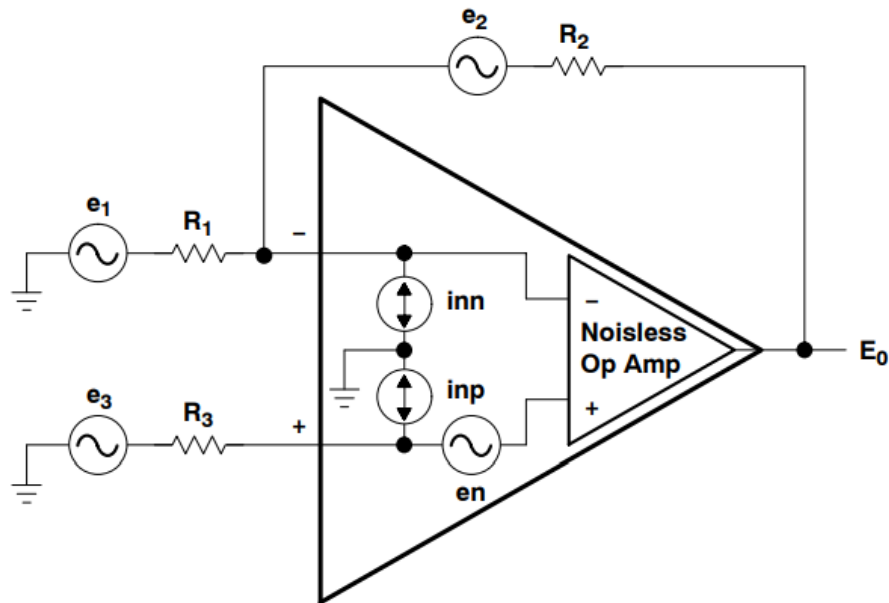


Figura 30. Circuito de análisis del ruido de un OPAMP. (Fuente: Texas Instruments, 2007)

A continuación, se hará la comparación del amplificador de transimpedancia y del amplificador seguidor utilizando los amplificadores operacionales LT1056, AD8605 y OPA140 con el fin de decidir qué circuito y qué amplificador operacional se utilizarán.

Todos los cálculos que se han realizado para calcular manualmente el ruido de los circuitos que se mostrarán a continuación se muestran en el Anexo B.

1.- Amplificador de transimpedancia

El primer circuito es el circuito base, o bien, primera etapa, del amplificador de transimpedancia, el cual se muestra a continuación en la Figura 31.

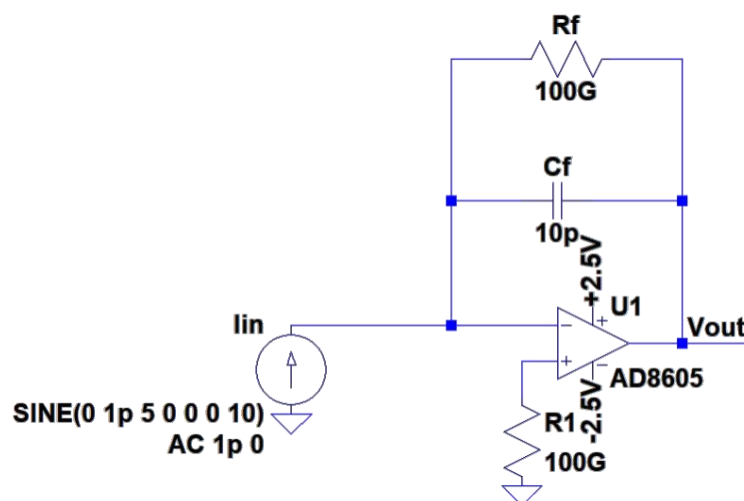


Figura 31. Circuito base del amplificador de transimpedancia. (Fuente: propia)

Como se ha mencionado anteriormente, los cálculos realizados se encuentran en el Anexo 1 del trabajo, donde se ha obtenido un valor de 2,4219 mV para el amplificador operacional LT1056. El valor obtenido se da por válido ya que mediante el simulador LTspice XVII se obtiene un valor de 1,9777 mV y la gráfica que se muestra en la Figura 32.

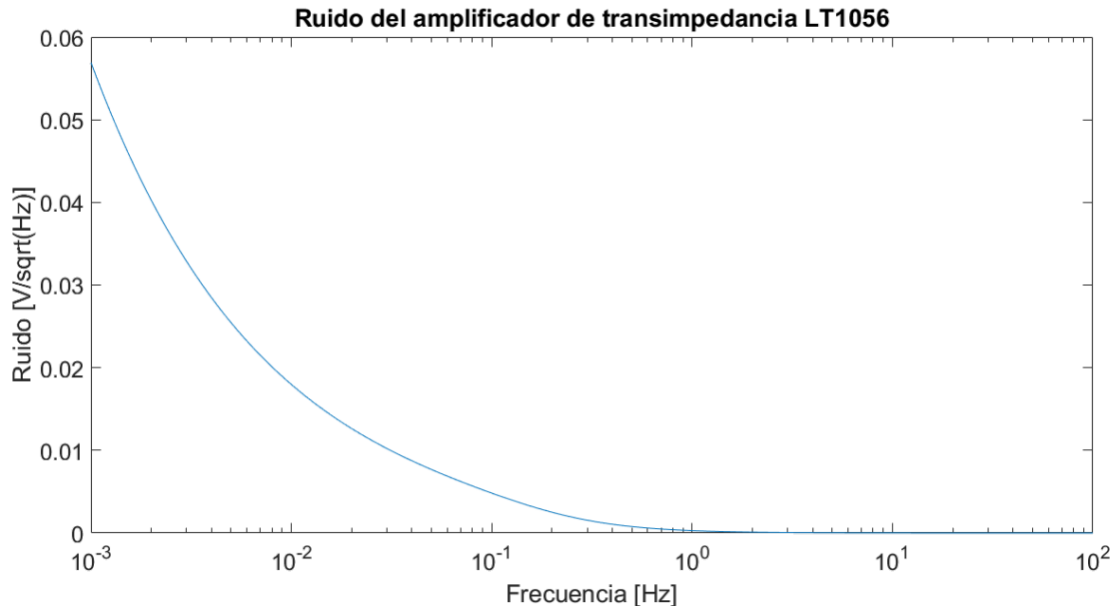


Figura 32. Ejemplo de la simulación de la primera etapa del amplificador de transimpedancia usando el amplificador LT1056. (Fuente: propia)

El cálculo realizado mediante el simulador para el amplificador operacional AD8605 da un valor de 407,45 μ V, tal y como se muestra en la Figura 33, muy parecido al que se ha obtenido manualmente de 405,49 μ V.

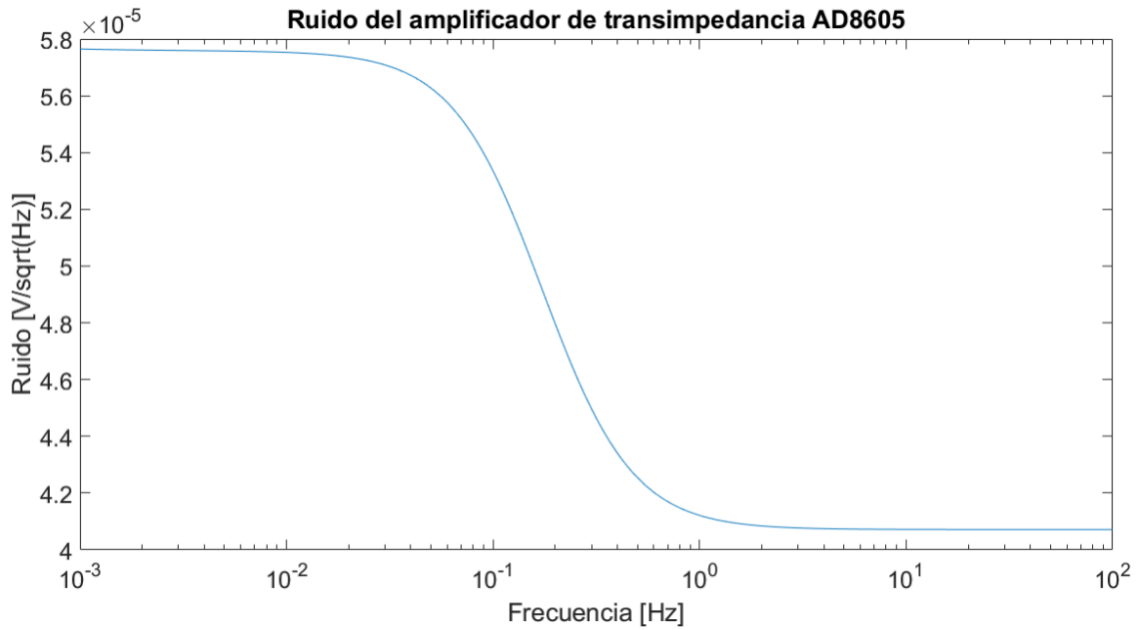


Figura 33. Cálculo mediante simulador del valor del ruido del amplificador de transimpedancia usando el amplificador AD8605. (Fuente: propia)

Por último, el amplificador de transimpedancia implementado con el OPA140 proporciona un ruido de 41,76 μV con el simulador y de 49,45 μV cuando se calcula manualmente. La gráfica que se obtiene se muestra a continuación en la Figura 34.

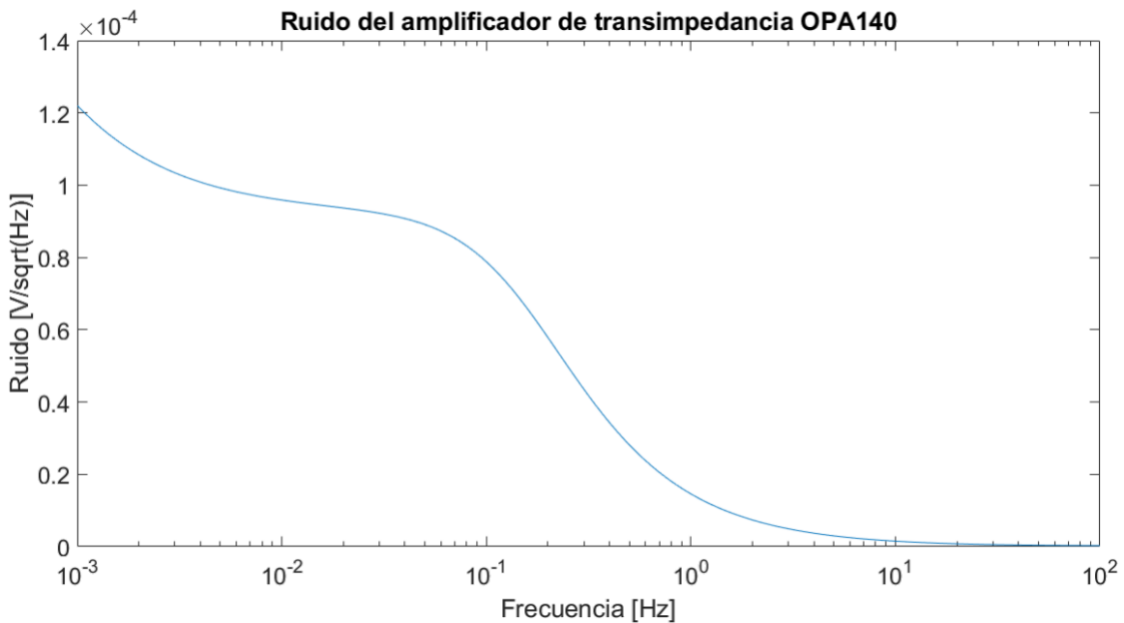


Figura 34. Circuito de transimpedancia implementado con el amplificador operacional OPA140. (Fuente: propia)

2.- Circuito seguidor

La etapa que comprende el buffer de entrada se muestra en la Figura 35.

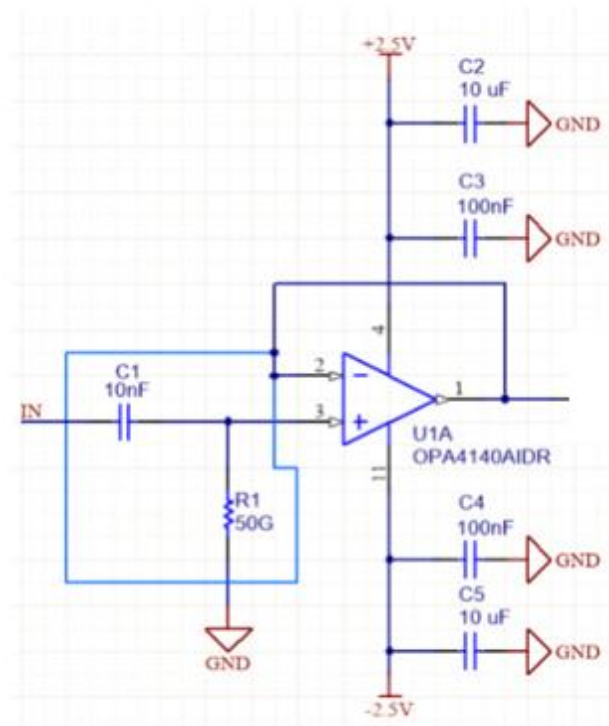


Figura 35. Esquema de la primera etapa correspondiente al buffer de entrada. (Fuente: propia)

El valor obtenido manualmente de 1,2278 mV se da por válido ya que mediante el simulador LTspice XVII se obtiene un valor de 1,0986 mV tal y como se muestra en la Figura 36 para el amplificador operacional LT1056.

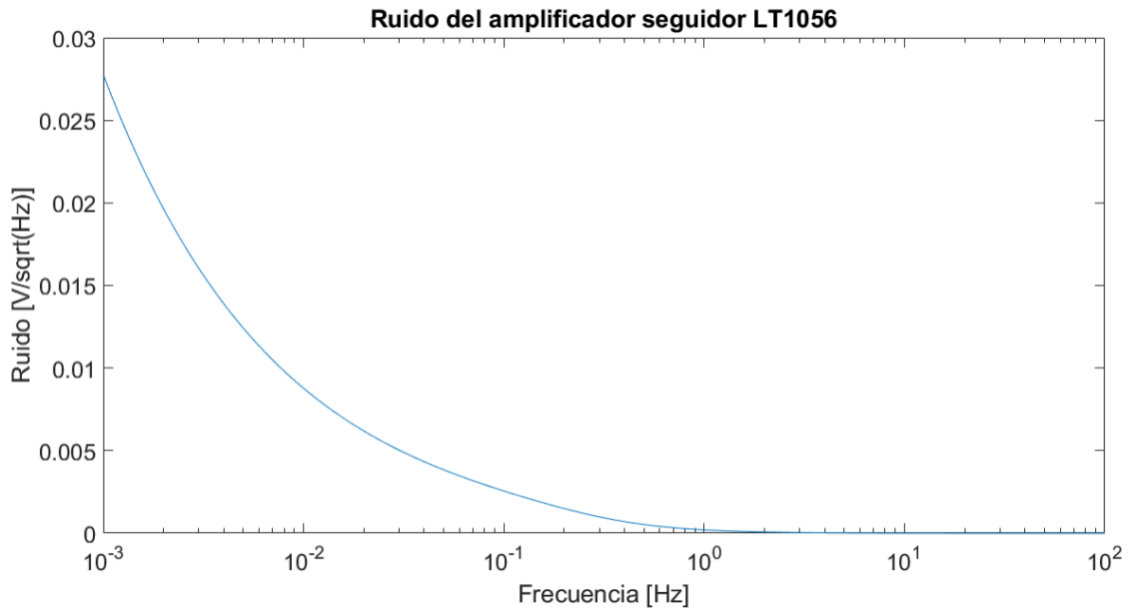


Figura 36. Ejemplo de la simulación de la primera etapa del amplificador seguidor de tensión (Buffer) usando el amplificador LT1056. (Fuente: propia)

Para el cálculo del amplificador operacional AD8605 realizado mediante el simulador da un valor de 3,8748 μV , muy parecido al que se ha obtenido manualmente de 3,3105 μV . La gráfica del ruido se muestra en la Figura 37.

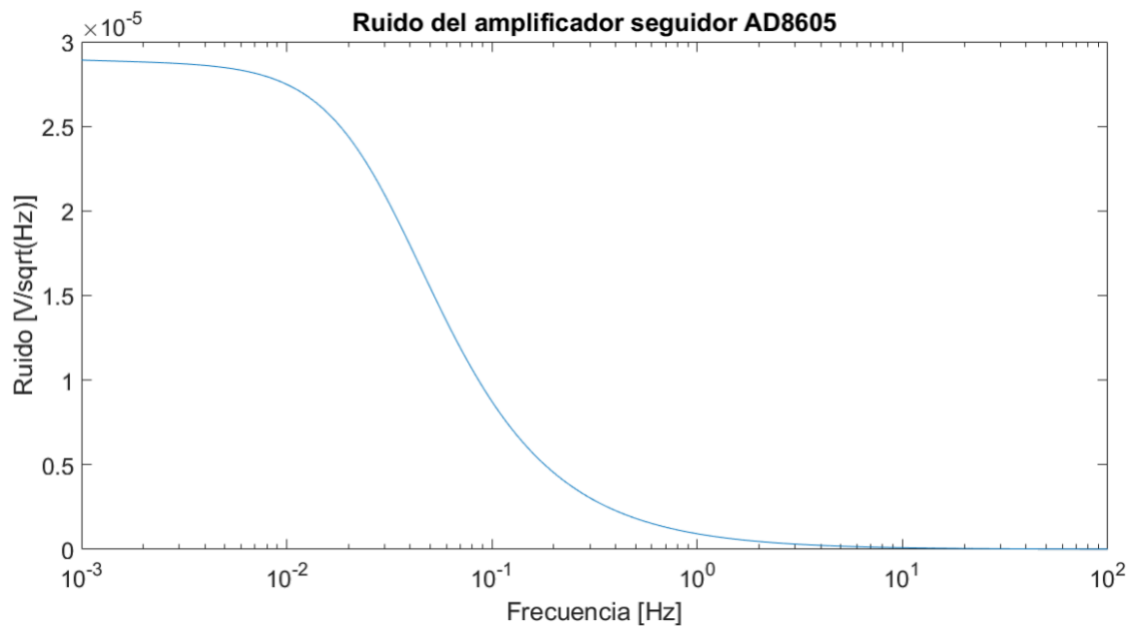


Figura 37. Cálculo mediante simulador del valor del ruido del amplificador seguidor de tensión usando el amplificador AD8605. (Fuente: propia)

Llevando a cabo los cálculos, se obtiene un valor de 568 nV en el cálculo manual y, mediante el software LTspice XVII, se obtiene un valor del ruido de 573,34 nV para el OPA140. La gráfica del ruido se muestra a continuación en la Figura 38.

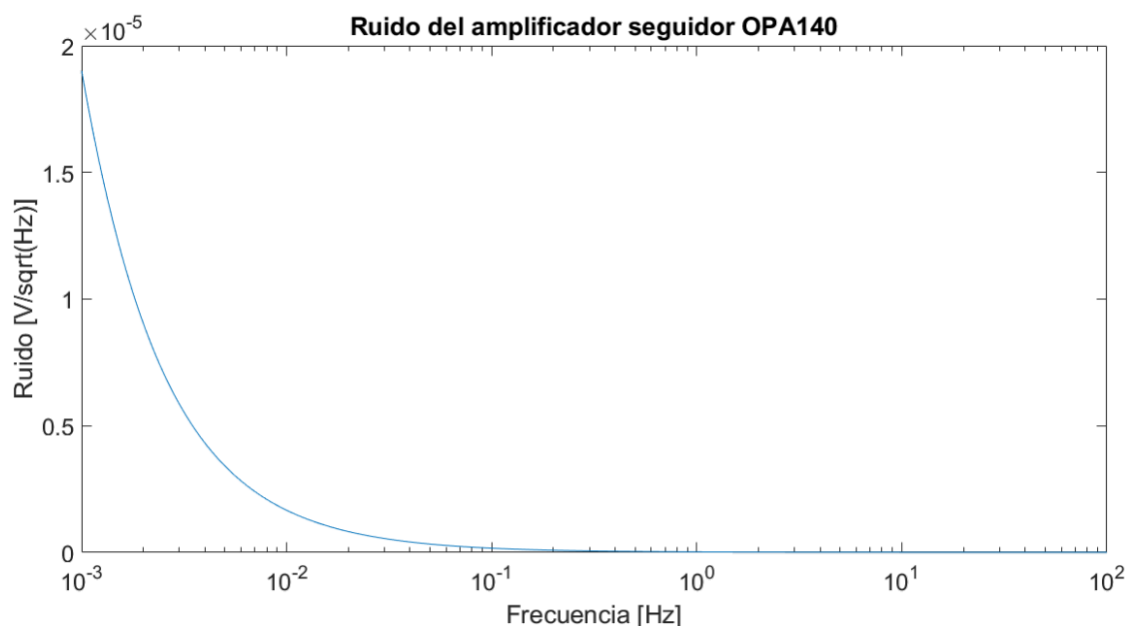


Figura 38. Esquema de la etapa del buffer de entrada. (Fuente: propia)

A continuación, se muestra una tabla comparativa del circuito de transimpedancia y del circuito seguidor calculados a partir de diferentes amplificadores operacionales. Esta Tabla 2 muestra una comparación de los valores calculados manualmente en comparación con los obtenidos mediante el software LTspice XVII.

Circuito / Tipo de cálculo	Cálculo manual	Simulador LTspice XVII
Transimpedancia TL1056 [μV]	2.421,877	1.977,700
Transimpedancia AD8605 [μV]	405,493	407,450
Transimpedancia OPA140 [μV]	49,450	41,760
Seguidor LT1056 [μV]	1.227,793	1.098,600
Seguidor AD8605 [μV]	3,311	3,875
Seguidor OPA140 [μV]	0,568	0,573

Tabla 2. Tabla comparativa de los valores obtenidos manualmente respecto los obtenidos mediante el software LTspice XVII de diferentes circuitos y amplificadores operacionales. (Fuente: propia)

Del estudio anterior se puede ver que el circuito con menor ruido es el seguidor de tensión. A continuación, se hará un estudio del nivel de ruido de la etapa de filtrado. La señal de entrada es

filtrada con un filtro pasa-bandas. Este filtro está compuesto por un filtro pasa-bajas con una frecuencia de corte a -3 dB de 184,55 Hz y un filtro pasa-altas con una frecuencia de corte a -3 dB de 1,94 mHz.

3.- Estudio del ruido de los filtros

Primero, se calculará el ruido del filtro pasa-bajas y, posteriormente, se realizará el cálculo del filtro pasa-altas. Ambos filtros tendrán dos cálculos, uno realizado manualmente y otro realizado mediante el software LTspice XVII.

El filtro pasa bajas se muestra en la Figura 39.

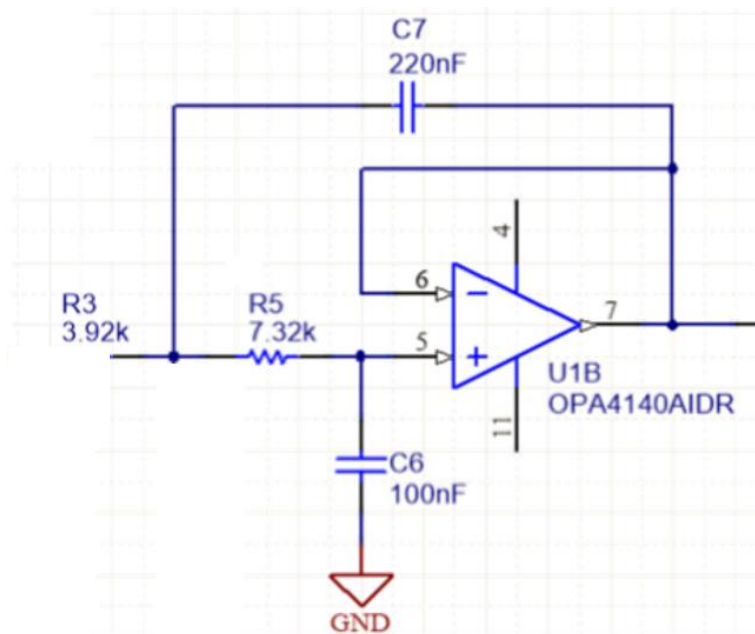


Figura 39. Diseño del filtro pasa bajas con el OPA140. (Fuente: propia)

Una vez se ha llevado a cabo el cálculo manualmente se obtiene un valor de 573,33 nV, pero mediante el software LTspice XVII el ruido es de 229,82 nV. La gráfica del ruido se muestra a continuación en la Figura 40.

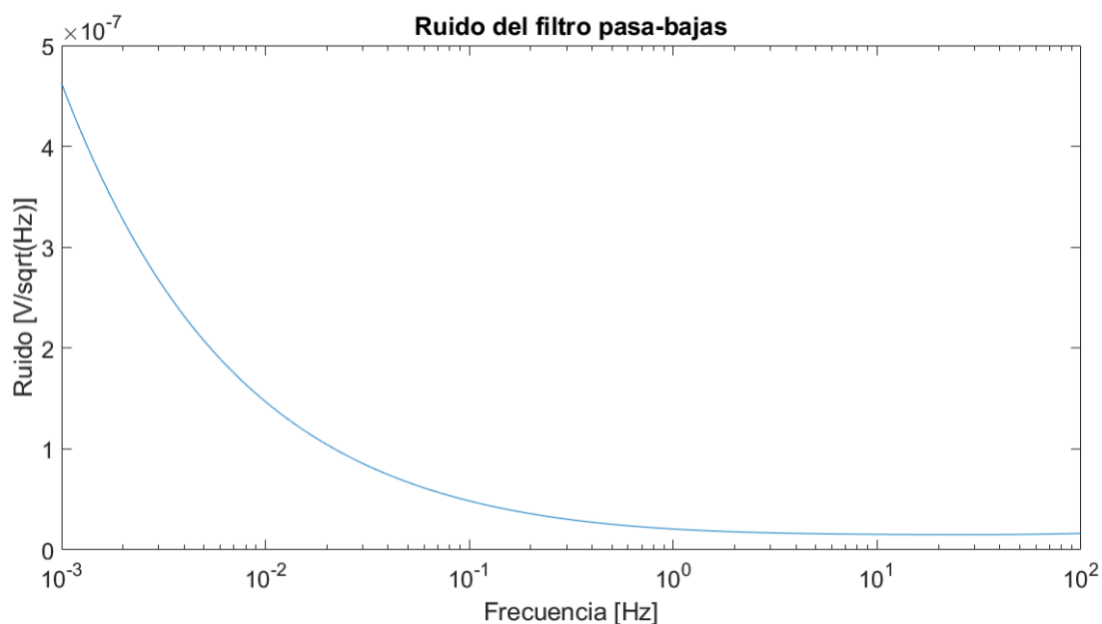


Figura 40. Gráfica del ruido de la etapa del filtro pasa bajas. (Fuente: propia)

A continuación, se discutirán los cálculos obtenidos tanto manualmente, como mediante el software LTspice XVII, del ruido del filtro pasa-altas.

La etapa que comprende el filtro pasa-altas se muestra en la Figura 41.

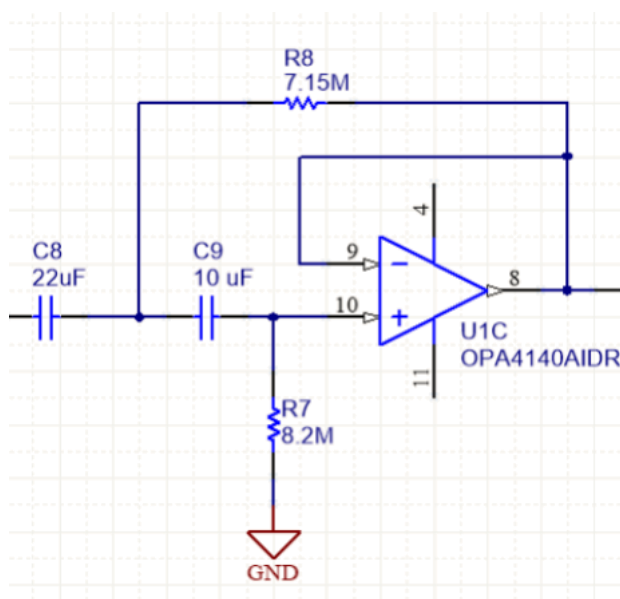


Figura 41. Etapa del filtro pasa altas. (Fuente: propia)

Una vez se ha llevado a cabo el cálculo manualmente, se obtiene un valor de 143,568 nV, pero mediante el software LTspice XVII el ruido es de 93,300 nV. La gráfica del ruido se muestra a continuación en la Figura 42.

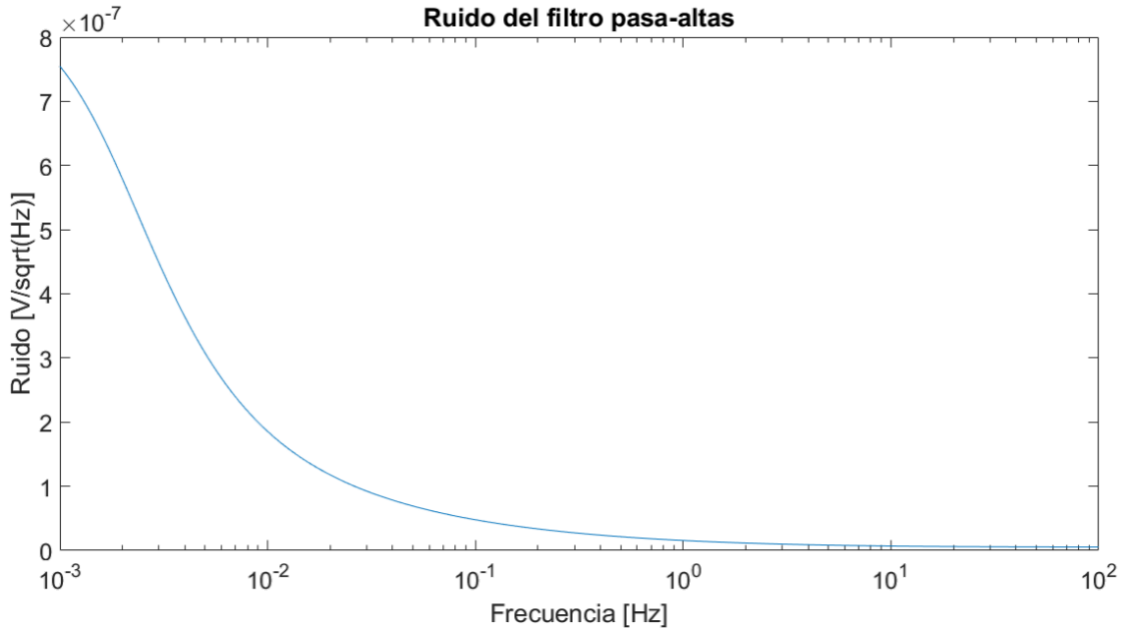


Figura 42. Gráfica del ruido de la etapa del filtro pasa altas. (Fuente: propia)

4.- Estudio del ruido del amplificador inversor

Por último, se llevará a cabo la discusión de los cálculos para la última etapa del electrodo, formada por un amplificador inversor, tal y como puede verse en la Figura 43.

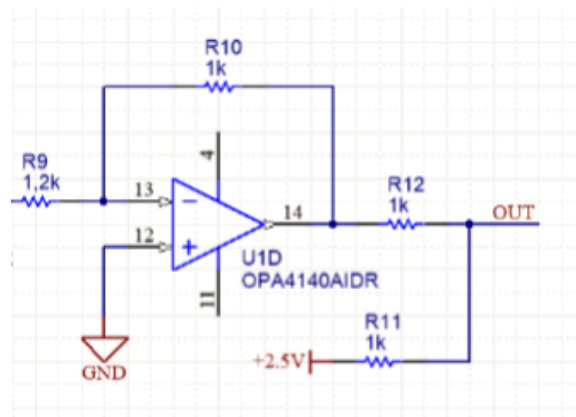


Figura 43. Etapa del amplificador inversor. (Fuente: propia)

Después de obtener los cálculos, se obtiene un ruido de 408,24 nV manualmente y de 389,76 nV mediante el simulador. La gráfica del ruido que se obtiene se muestra en la Figura 44.

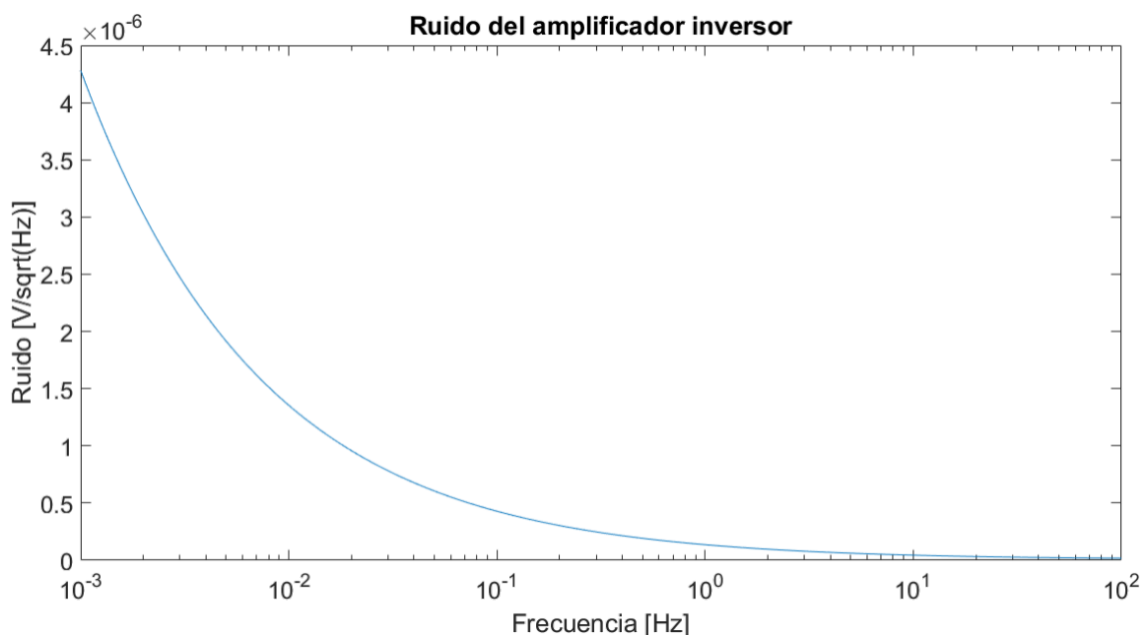


Figura 44. Gráfica del ruido de la última etapa del electrodo formada por un amplificador inversor. (Fuente: propia)

5.- Resumen del ruido del electrodo

A continuación, se muestra la Tabla 3 que contiene el ruido calculado en cada etapa y el ruido total del circuito. Todos los cálculos anteriores tienen dos valores, los calculados manualmente y los que han sido calculados mediante el simulador.

Tipo de cálculo / Etapa	Amplificador seguidor [nV]	Filtro pasa-bajas [nV]	Filtro pasa-altas [nV]	Amplificador inversor [nV]	Cálculo TOTAL [nV]
Cálculo manual	568,051	575,388	143,568	408,236	795,791
Cálculo con simulador	573,340	229,820	93,3	389,760	198,400

Tabla 3. Tabla comparativa de los cálculos realizados a mano y de los obtenidos mediante simulador de cada etapa del electrodo y el ruido total. (Fuente: propia)

Como se puede ver en la tabla, el valor final difiere un poco entre el que se ha calculado manualmente en comparación con el que se ha obtenido con el simulador. Esto es debido a que se han ido arrastrando errores de cálculo. Aun así, ambos valores coinciden en que el ruido total del circuito del electrodo es de algunos cientos de nV.

3.2.9. Selección del resto de componentes

El valor de los componentes pasivos, como resistencias y condensadores, se ha escogido a partir del simulador de Texas Instruments. En cambio, para escoger los componentes activos, se ha llevado a cabo un estudio más profundo de estos para decidir cuál es el más adecuado. A continuación, se muestran varias tablas que comparan las características principales de los componentes activos necesarios, excepto de los amplificadores operacionales, que ya se ha seleccionado anteriormente.

3.2.9.1. Prestaciones

El circuito deseado trata de dos electrodos formados por un seguidor y un filtro, los cuales se mide su diferencia de potencial mediante un amplificador de instrumentación diferencial. A continuación, la señal obtenida pasa por un convertidor analógico-digital, seguido por un microcontrolador, un aislante y finalmente la señal llega al ordenador. Se presenta el diagrama de bloques a continuación en la Figura 45.



Figura 45. Diagrama de bloques del circuito adoptado. (Fuente: propia)

3.2.9.2. Placa de control

A continuación, se realizará una explicación de la placa de control.

En la Figura 46 se puede ver parte de la placa de control donde se muestra el microcontrolador MSP430G2553IPW20 de Texas Instruments, el cual se encarga de adquirir una muestra y enviarla por el puerto serie. Además, tiene conectados tres LEDs para indicar algunas funciones como que la batería está baja, inicio de una conversión y envío del dato por el puerto serie. Se ha escogido este microcontrolador porque ya se disponía del programador y porque es de bajo consumo. El microcontrolador está conectado al aislador del puerto serie ADuM121N de Analog Devices.

En la Figura 47 se puede ver el front-end ADS1291IPBSR.

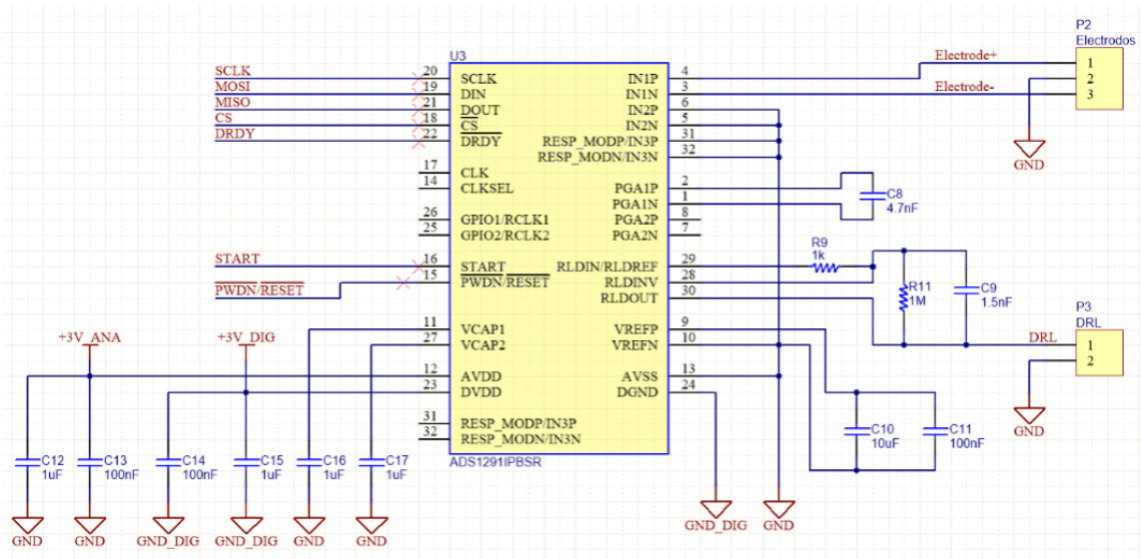


Figura 47. ADS1291 que se encuentra en la placa de control. (Fuente: propia)

Por último, en la Figura 48 se muestra la alimentación de la placa de control. Esta alimentación consiste en una alimentación de 3 V para la parte digital, 3 V para la parte analógica, +2,5 V y -2,5 V para los electrodos. Se han escogido reguladores de bajo drop-out y bajo ruido.

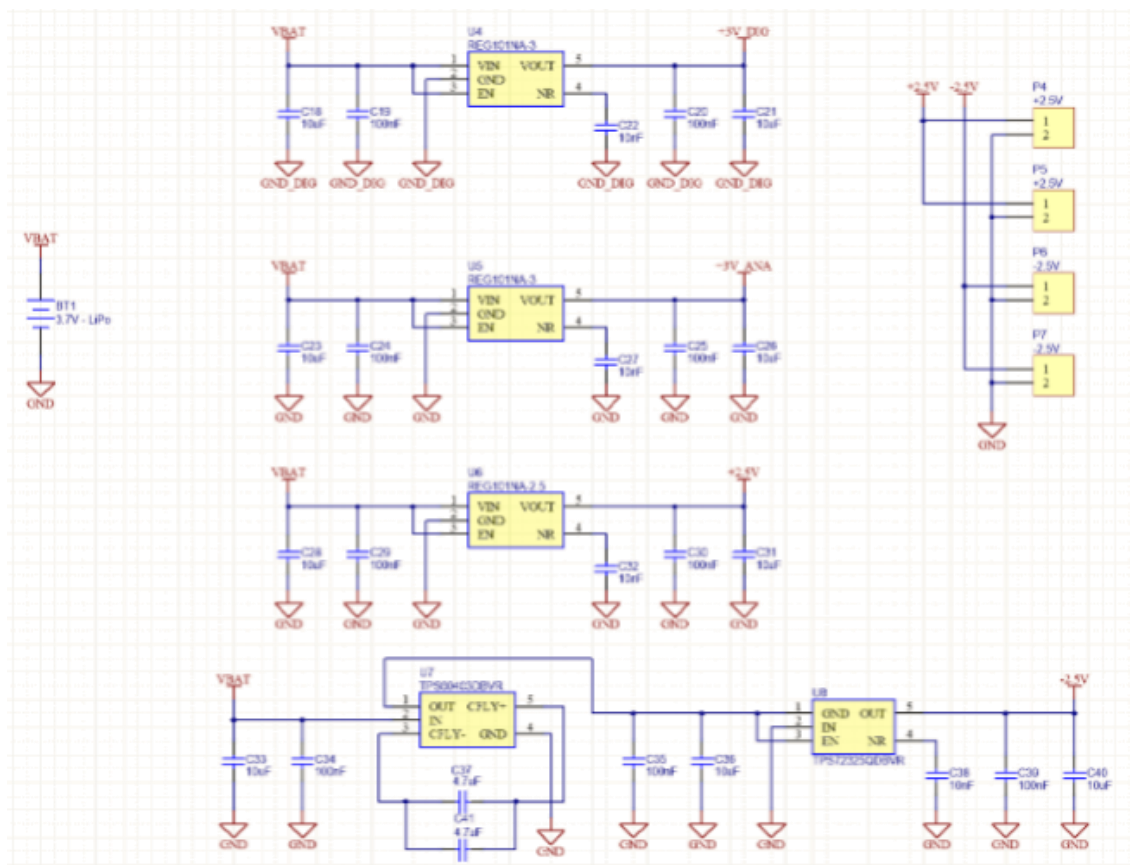


Figura 48. Alimentación de la placa de control. (Fuente: propia)

3.2.9.3. Reguladores

Seguidamente, también se ha llevado a cabo una breve comparación de algunos reguladores LDO (*low-dropout*⁵). Las características que se buscan en estos LDO es que tengan bajo ruido y tengan unas salidas de voltaje determinadas de 2,5 V (tabla 4), 3 V (Tabla 5) y también negativas a -2.5V (Tabla 6).

LDO / Características	REG101	LT1764A	LT1763
V_{IN} [V]	-0,3 - 12	2,7 - 20	1,8 - 20
I_o [mA]	100	3000	500
e_n [μV_{RMS}]	23	40	20
V_{DO} [mV]	60	340	300
V_{OUT} [V]	2,5	2,5	2,5
Error de carga [%/mA]	- 0,002	0,002	0,003
Error de carga [mV]	-1,5	4	5
Precio [€]	2,87	16,15	10,58
Footprint	SOT23-5	TO-220	8-SO y 12-DFN

⁵ Baja pérdida de voltaje

LDO/ Características	LT1965	LT1963	LT1763A
V_{IN} [V]	1,8 – 20	2,1	2,5 – 20
I_O [mA]	1100	1500	500
e_n [μV_{RMS}]	40	40	40
V_{DO} [mV]	290	340	340
V_{OUT} [V]	2,5	2,5	2,5
Error de carga [%/mA]	0,004	0,001	0,001
Error de carga [mV]	8,75	2,5	2,5
Precio [€]	4,41	5,02	10,58
Footprint	TO-220, DD-Pak, 8-MSOP y 8-DFN	TO-220, SOT- 223, 8-SO y 16TSSOP	TO-220 y SOT- 223

Tabla 4. Tabla comparativa de varios reguladores LDO de salida a 2,5 V. (Fuente: propia)

LDO/ Características	LT1763	LT1763A	REG101
V_{IN} [V]	1,8 – 20	2,5 – 20	-0,3 – 12
I_O [mA]	500	500	100
e_n [μV_{RMS}]	20	40	23
V_{DO} [mV]	300	340	60
V_{OUT} [V]	3	3	3
Error de carga [%/mA]	0,004	0,004	-0,002
Error de carga [mV]	7	7	-1,5
Precio [€]	10,58	10,58	2,87
Footprint	8-SO y 12-DFN	TO-220 y SOT-223	SOT23-5

Tabla 5. Comparación de diferentes reguladores LDO con salida ajustada a 3 V. (Fuente: propia)

LDO / Características	TPS72301	TPS72325	ADP7185
V_{IN} [V]	-10 a -2,7	-10 a -2,7	-5,5 a -2
I_O [mA]	200	200	-500
e_n [μV_{RMS}]	60	60	4
V_{DO} [mV]	280	280	-190
V_{OUT} [V]	-2,5	-2,5	-2,5
Error de carga [%/mA]	0,002	0,002	0,001
Error de carga [mV]	2	2	-0,3
Precio [€]	2,39	2,39	1,65
Footprint	SOT23-5	SOT23-5	LFCSP

Tabla 6. Tabla comparativa de ciertos LDO con salida negativa a -2,5 V. (Fuente: propia)

De los reguladores mostrados, se han escogido el TPS72325 con salida negativa y el REG101 para las salidas positivas, ya que es el que presenta menos ruido y tiene una V_{DO} baja y, además, un precio asequible.

3.2.9.4. Inversor de tensión

El DDC se utiliza para invertir la tensión que se le aplica a la entrada. Se ha escogido el TPS60403 debido a que está especialmente pensado para sensores en equipos portátiles y equipos médicos. Este componente genera un voltaje de salida negativo a partir de un voltaje de entrada de 1,6 a 5,5 V.

3.2.9.5. Front-end

El ADS 1291 es un front-end⁶ de baja potencia (335 μ W/canal) con una resolución de 24 bits. Está diseñado para medir biopotenciales, especialmente orientado a la medida del ECG.

El diagrama funcional del ADS 1291 se muestra a continuación en la Figura 49.

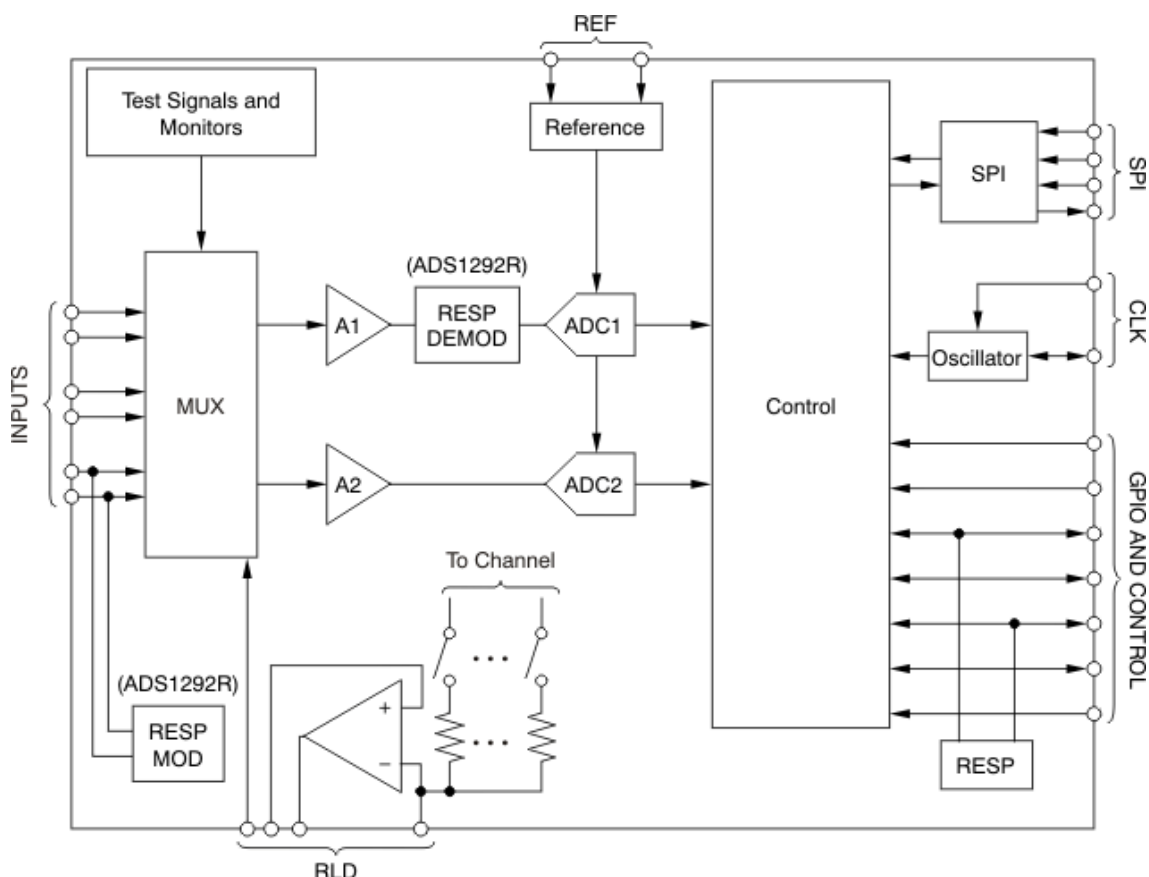


Figura 49. Diagrama funcional del ADS 1291. (Fuente: Texas Instruments)

El ADS 1291 tiene un multiplexor flexible en la entrada del canal que puede conectarse independientemente a las señales generadas internamente para la detección de prueba y temperatura. Además, el multiplexor permite que cualquiera de las entradas sea configurada para establecer el potencial del paciente como referencia para el resto de las entradas. La ganancia de amplificador de ganancia programable (PGA)⁷ se puede elegir de una de las siete configuraciones

⁶ Conjunto de circuitos de acondicionamiento de señal analógicos que proporcionan un bloque electrónico funcional, flexible y configurable. Se suelen utilizar como sensores de interfaz.

⁷ Amplificador de ganancia programable: Amplificador electrónico cuya ganancia puede ser controlada por señales externas.

(1, 2, 3, 4, 6, 8 y 12). La comunicación con el dispositivo se realiza mediante un bus⁸ compatible con SPI⁹. Múltiples dispositivos se pueden sincronizar usando el pin START.

La referencia interna se puede programar a 2,42 V o 4,033 V, dependiendo de la tensión de alimentación. El oscilador interno genera una frecuencia de 512 kHz que se utiliza para la lógica interna y también se puede sacar al exterior por un pin del circuito integrado. Este reloj es de bajo consumo y para frecuencias de muestreo elevadas no es recomendable utilizarlo por su elevado jitter¹⁰.

3.2.9.5.1. Etapa de entrada

Los multiplexores de entrada del ADS 1291 son muy flexibles y proporcionan muchas opciones de configuración de las señales. La Figura 50 muestra el multiplexor del ADS 1292. Para el ADS1291 es lo mismo, pero con solo un canal. Como puede verse, hay una entrada positiva y una entrada negativa para cada pin.

⁸ Sistema digital que transfiere datos entre dispositivos de distintos órdenes.

⁹ Interfaz para periféricos serie: Estándar de comunicaciones utilizado principalmente para la transferencia de datos entre circuitos integrados en equipos electrónicos.

¹⁰ Jitter o fluctuación de retardo es la variabilidad temporal durante el envío de señales digitales, una ligera desviación de la exactitud de la señal de reloj.

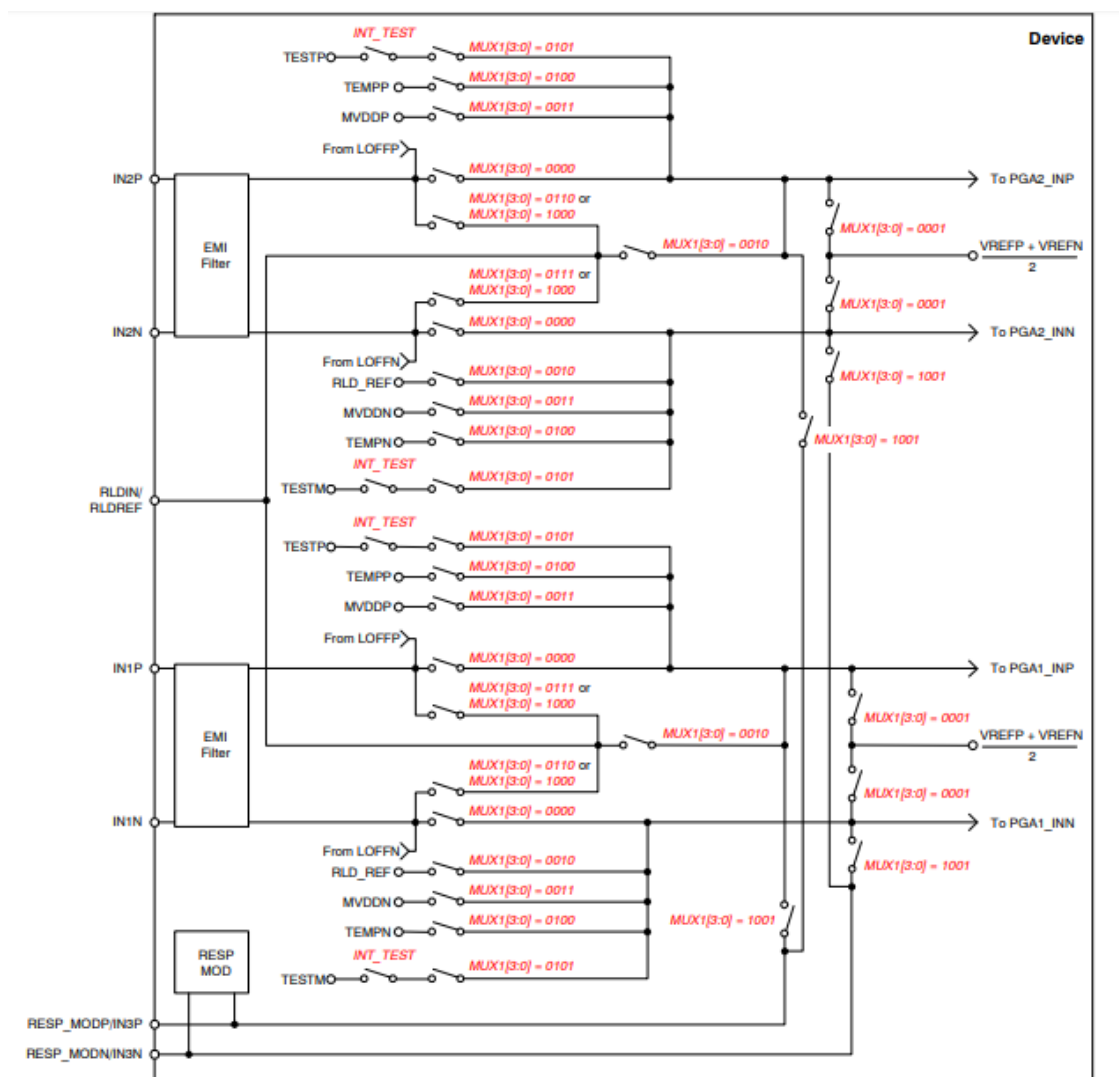


Figura 50. Etapa de entrada del circuito integrado ADS1292. (Fuente: Texas Instruments, 2011)

3.2.9.5.2. Circuito DRL

Además, el ADS 1291 facilita que se pueda seleccionar cualquier configuración de canales de entrada para poder realizar la derivación de la pierna derecha (DRL). El circuito DRL se utiliza para contrarrestar la interferencia de modo común en la medida de ECG. El ADS 1291 integra los multiplexores¹¹ para seleccionar el canal y un amplificador operacional para poder implementar el acondicionamiento de la señal del DRL. Todos los terminales del amplificador están disponibles en los pines, lo permite al elegir los componentes para el circuito de retroalimentación.

El multiplexor de entrada tiene funciones específicas de ECG para la derivación de pierna derecha (DRL). La señal de DRL está disponible en el pin RLDOUT cuando ya están seleccionados

¹¹ Un multiplexor (MUX) es un circuito combinacional que tiene varios canales de datos de entrada y solamente un canal de salida. Sólo un canal de la entrada pasará a la salida y este será el que haya sido escogido mediante unas señales de control.

apropiadamente los canales para la derivación DRL, los elementos de retroalimentación están instalados externos al chip, y el bucle está cerrado. Esta señal se puede alimentar después de filtrarse o puede alimentarse directamente en el pin RLDIN, tal y como se muestra en la Figura 51. Esta señal RLDIN se puede multiplexar en cualquiera de los electrodos de entrada configurando los bits del MUX en '0110' para el lado P¹² o en '0111' para el lado N¹³.

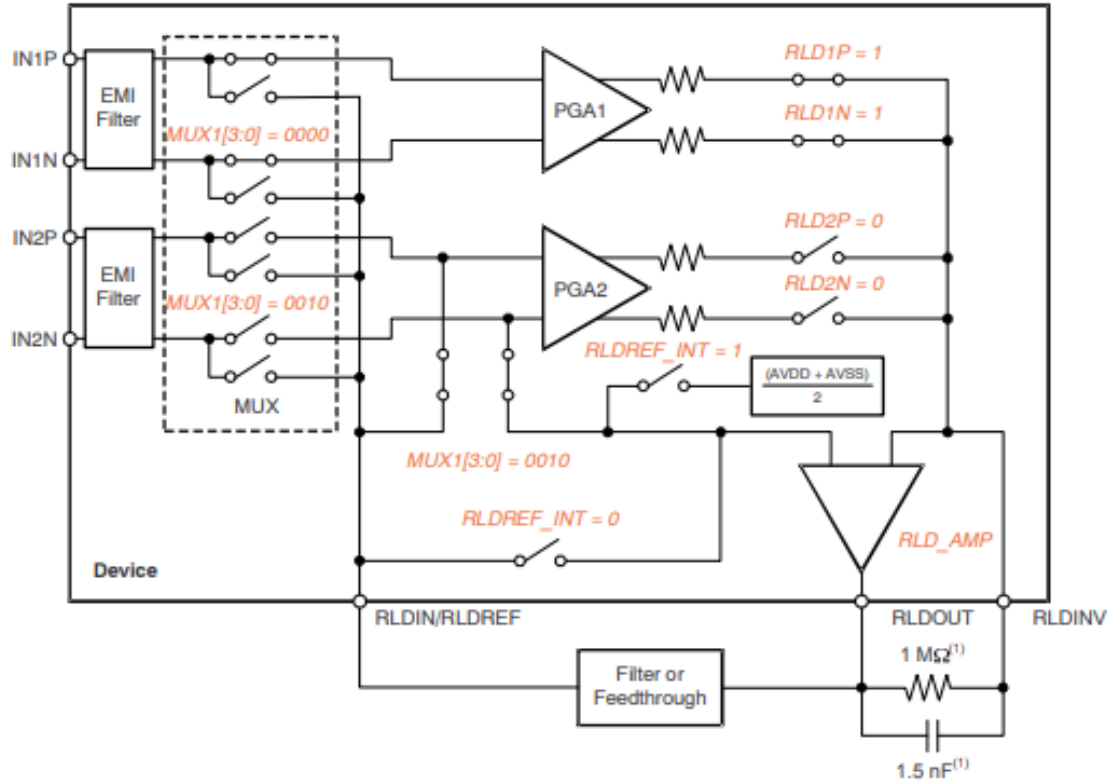


Figura 51. Configuración de derivación de la pierna derecha (DRL) donde se obtiene la señal RLDOUT. (Fuente: Texas Instruments, 2011)

La Figura 51 muestra las configuraciones para enrutar la señal RLDIN. La medición está calculada respecto al voltaje siguiendo la ecuación (17).

$$\frac{AVDD + AVSS}{2} \quad (17)$$

Donde AVDD es la analógica positiva y AVSS es la referencia analógica.

Esta característica es útil para eliminar errores durante el desarrollo del producto.

¹² P: Positivo.

¹³ N: Negativo.

3.2.9.5.3. Filtros internos

Dentro del integrado hay varios filtros.

El primer filtro se encuentra a la salida del PGA, donde el usuario puede utilizar un filtro RC de primer orden, tal y como se muestra en la Figura 52.

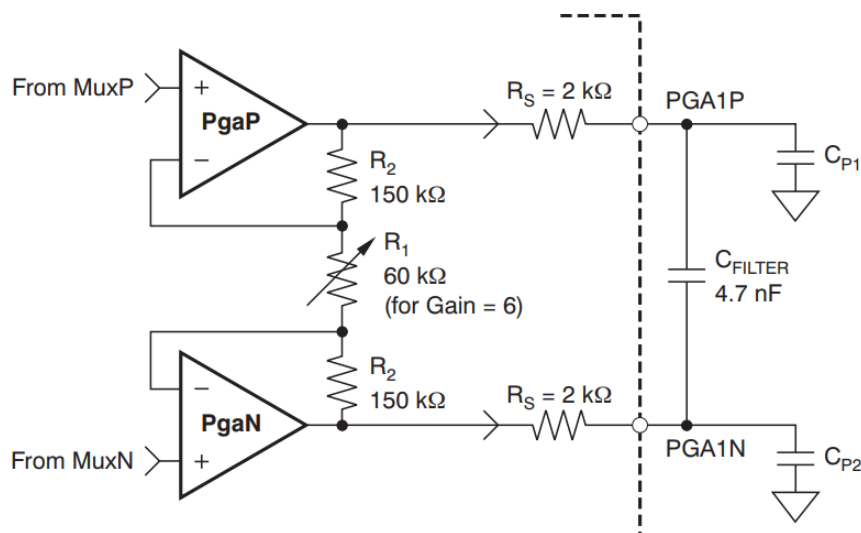


Figura 52. Implementación del PGA donde pueden verse los filtros RC. (Fuente: Texas Instruments, 2011)

Como se ha comentado anteriormente, la salida del PGA es filtrada por un filtro RC antes de ir al ADC. Este filtro está formado por una resistencia $R_S = 2 \text{ k}\Omega$ y un condensador externo $C_{\text{FILTER}} = 4,7 \text{ nF}$. El valor de este condensador es recomendado por el fabricante, pero su valor se puede cambiar dependiendo de la aplicación.

También hay un filtro digital que consiste en un filtro de tercer orden de tipo sync¹⁴. Este filtro es del tipo pasa-bajas y atenúa el ruido de altas frecuencias del modulador. Recibe la salida del modulador y filtra el flujo de datos. Seleccionando el orden del filtro, la frecuencia de muestreo y el valor de decimación se puede ajustar el nivel de filtrado de la señal, la cantidad de filtrado. Normalmente, para aplicaciones de ECG se utiliza mayor decimación después de implementar mediante un *software* la detección de ritmo cardíaco. En la figura se puede ver una gráfica de la respuesta del filtro.

¹⁴ Tipo de filtro que elimina las frecuencias superiores a un ancho de banda dado y deja sólo las frecuencias más bajas.

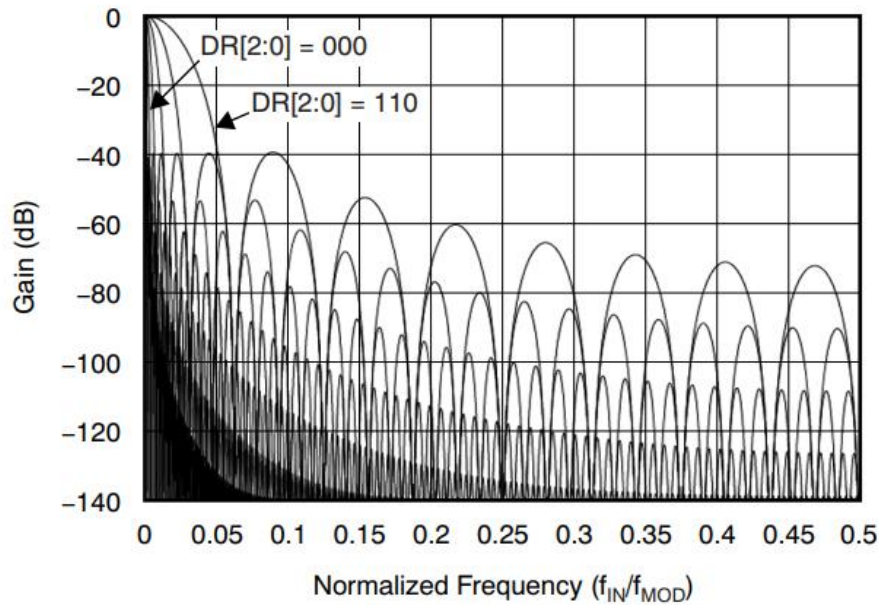


Figura 53. Gráfica de una de las posibles respuestas del filtro digital del front-end. (Fuente: Texas Instruments, 2012)

3.2.9.6. Microcontrolador

El microcontrolador es el MSP430G2553, dotado de un sistema de bajo consumo, consta de varios dispositivos que combinados con los periféricos se pueden conseguir diversas aplicaciones. A parte de una alta eficiencia, este dispositivo posee cinco modos diferentes de bajo consumo, lo que lo hace especialmente adecuado para equipos portátiles.

Para el correcto funcionamiento de los electrodos, debe programarse el microcontrolador para que se realicen las medidas que se requieren. La programación del microcontrolador se ha realizado en el lenguaje C siguiendo el diagrama de flujo que se muestra en la Figura 54.

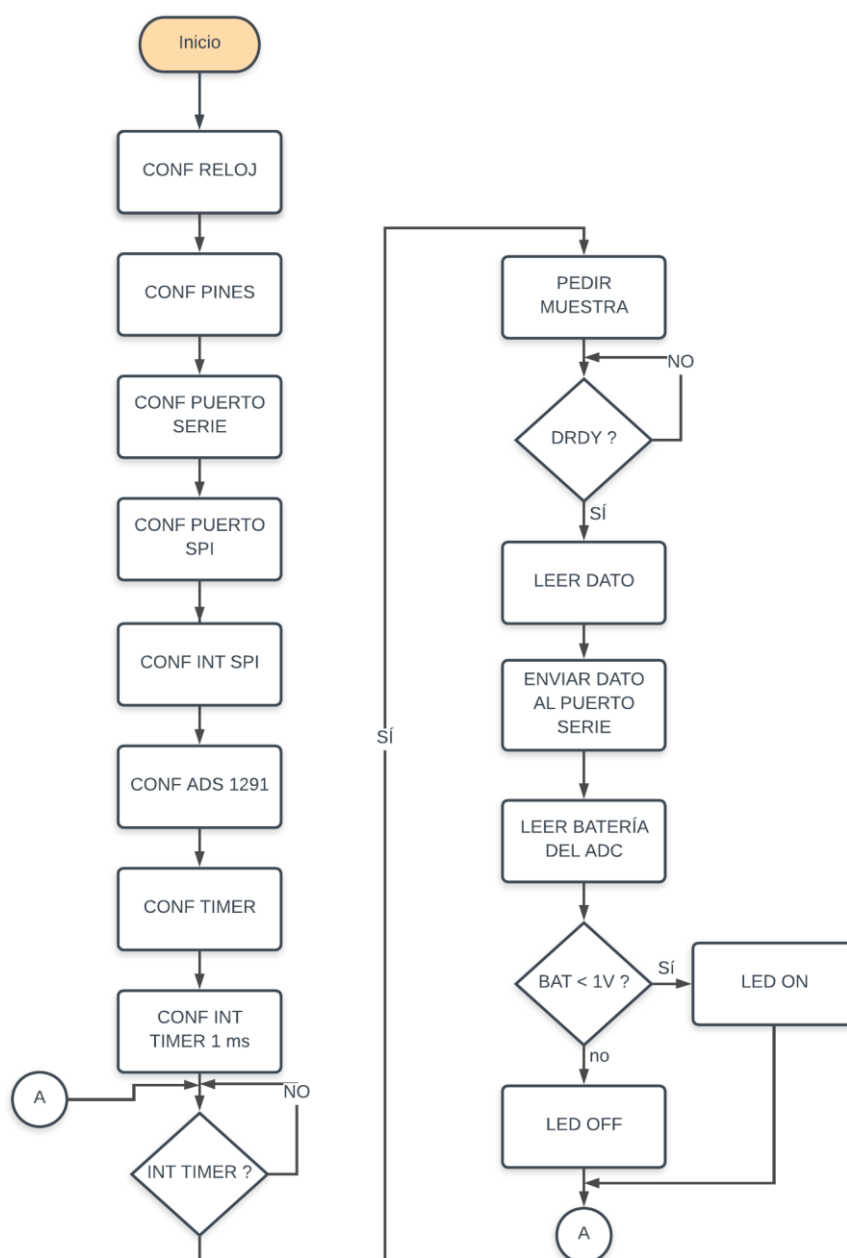


Figura 54. Diagrama de flujo de la programación en C del microcontrolador. (Fuente: propia)

En la configuración del reloj, se ha escogido una frecuencia de reloj de 12 MHz. Este valor se debe a varios factores. Primero se mira que el error en la velocidad de transmisión sea el menor posible y, segundo, que la velocidad de transmisión sea superior al número de bits por periodo de muestreo. Esta frecuencia de muestreo se elige siguiendo el teorema de Nyquist, el cual se basa en que la frecuencia de muestreo mínima, por lo menos debe ser el doble de la frecuencia máxima de la señal analógica que se va a digitalizar. La mayor frecuencia presente a la entrada del circuito es de 150 Hz, así que se tiene que muestrear a una tasa superior a 300 muestras por segundo. Se

escogen 1000 muestras por segundo. Esto hace que cada milisegundo se tenga que enviar $24 \text{ bits} \cdot 1/1\text{ms} = 24.000 \text{ Sps}$.

3.2.9.7. Aisladores de puertos serie

A continuación, se muestra una segunda tabla con la comparación de algunos aisladores de puerto serie, tal y como se muestra en la **Tabla 7**. Comparación de los aisladores de puerto serie. (Fuente: propia)Tabla 7.

Características / Aislador	ISO1212	ISO1211	Si838x	ADuM3150	ADuM4150	ADUM4160 BRWZ	ADuM121 N
$V_{IN} [V]$	± 60	± 60	24 V	5	5	3,3	1,8 - 5
$I_{CC}^{15} [mA]$	1,9 (Max)	1 (Max)	1 (Max)	2,9 – 4,6	4,4 - 6,1	2,3 (Min) 8 (Max)	10
$V_{iso} [V_{RMS}]$	2500	2500	2500	3750	5000	5000	3000
$V_{max}^{16} [Mbps]$	4	4	2	40	40	1,5 (Min) 12 (Max)	150
N.º módulos	2 (Dual channel)	2 (Single channel)	2 (128 channels max)	2	2	1	1 (Dual channel)
Precio [€]	1,56	1,56	3,64	5,95	9,21	8,99	2,94

Tabla 7. Comparación de los aisladores de puerto serie. (Fuente: propia)

El aislador de puerto serie escogido es el ADuM121N. Aunque hay otros con mayor rango de V_{IN} , los valores que ofrece el ADuM121N ya son suficientes. El valor de la corriente de entrada por canal y el de V_{max} son más elevados en comparación con el resto de los aisladores.

¹⁵ Corriente de entrada por canal

¹⁶ Velocidad de transmisión máxima

3.3. Descripción de la solución adoptada

3.3.1. Simulación del circuito

La simulación del circuito se ha llevado a cabo con el programa LTspice XVII. El circuito que se ha simulado es el que se muestra a continuación en la Figura 55.

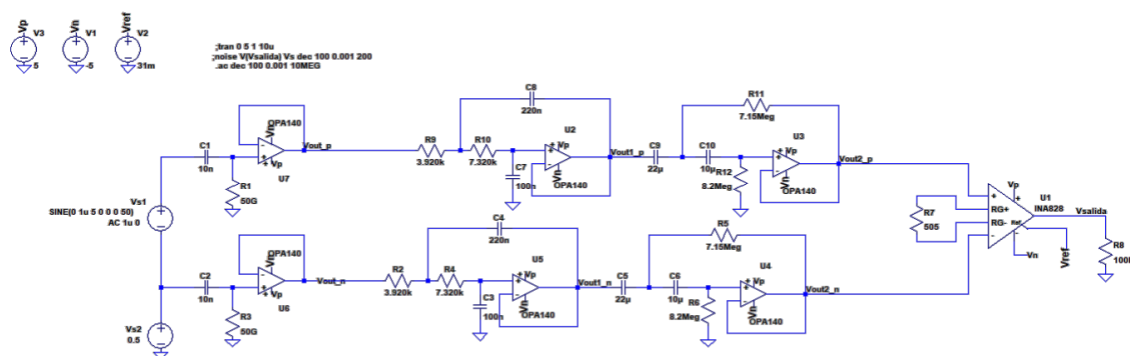


Figura 55. Circuito simulado mediante el programa LTspice XVII. (Fuente: propia)

Se han realizado tres gráficas diferentes de simulación. Estas gráficas se han representado posteriormente mediante Matlab, ya que ofrece una mejor visualización de los datos.

La primera es un estudio transitorio donde se realiza una simulación no lineal en función del tiempo, como se muestra a continuación en la Figura 56.

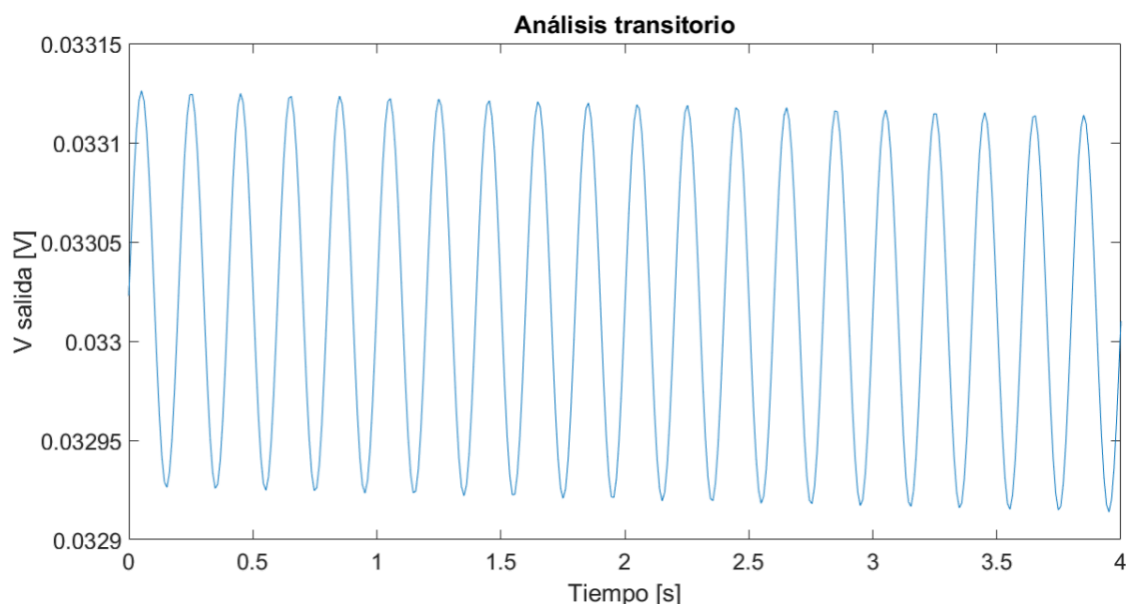


Figura 56. Análisis transitorio del circuito simulado. (Fuente: propia)

Como puede verse, el valor a la salida del circuito ronda los 33 mV.

La segunda simulación es un análisis en AC, el cual calcula el comportamiento en AC de pequeña señal del circuito, linealizado alrededor de su punto de operación en DC. La gráfica obtenida se muestra en la Figura 57.

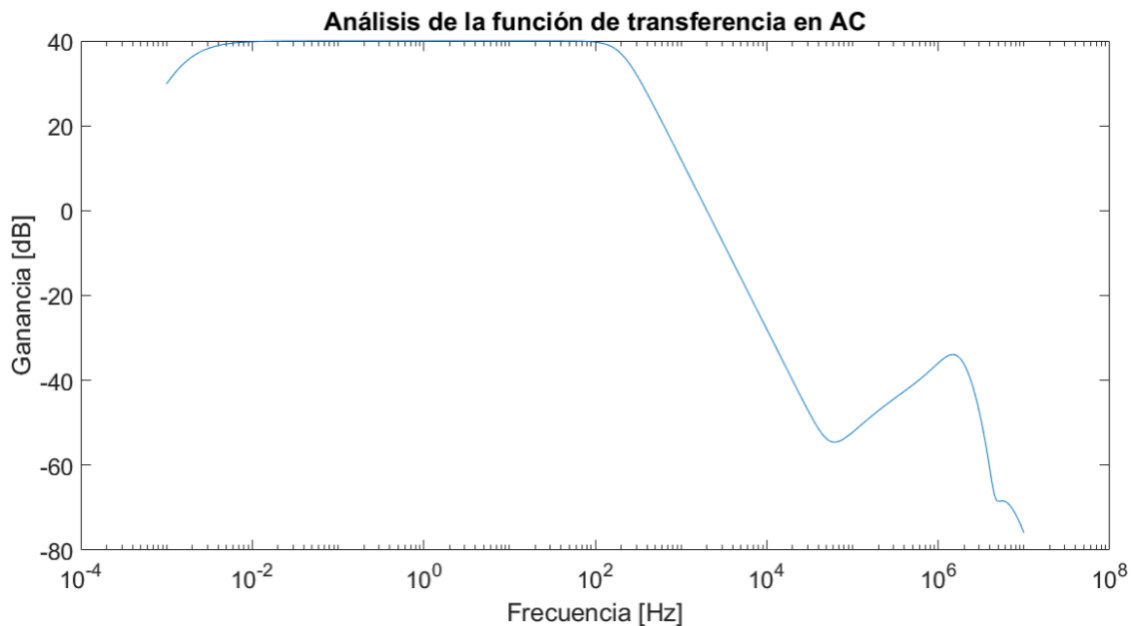


Figura 57. Análisis en AC del circuito simulado. (Fuente: propia)

Como puede verse, la función de transferencia tiene una banda de paso entre los 0,001 y 100 Hz aproximadamente, que es la banda de frecuencia de interés.

La última simulación es un análisis del ruido en el que se realiza un análisis del ruido estocástico del circuito linealizado sobre su punto de operación en DC. La gráfica obtenida se muestra en la Figura 58.

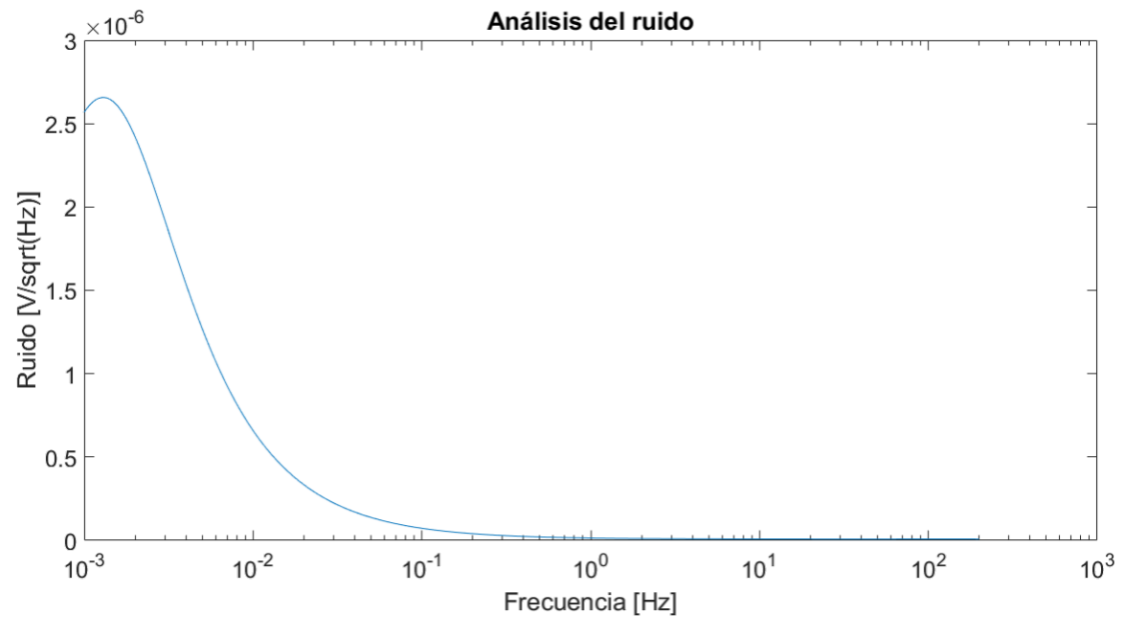


Figura 58. Análisis del ruido del circuito simulado. (Fuente: propia)

Según el simulador, el ruido bajo el área de la curva, es decir, el ruido total que tiene el circuito es de 198,4 nV.

3.3.2. Caracterización

3.3.2.1. Electrodo capacitivo

El esquemático del electrodo es el siguiente:

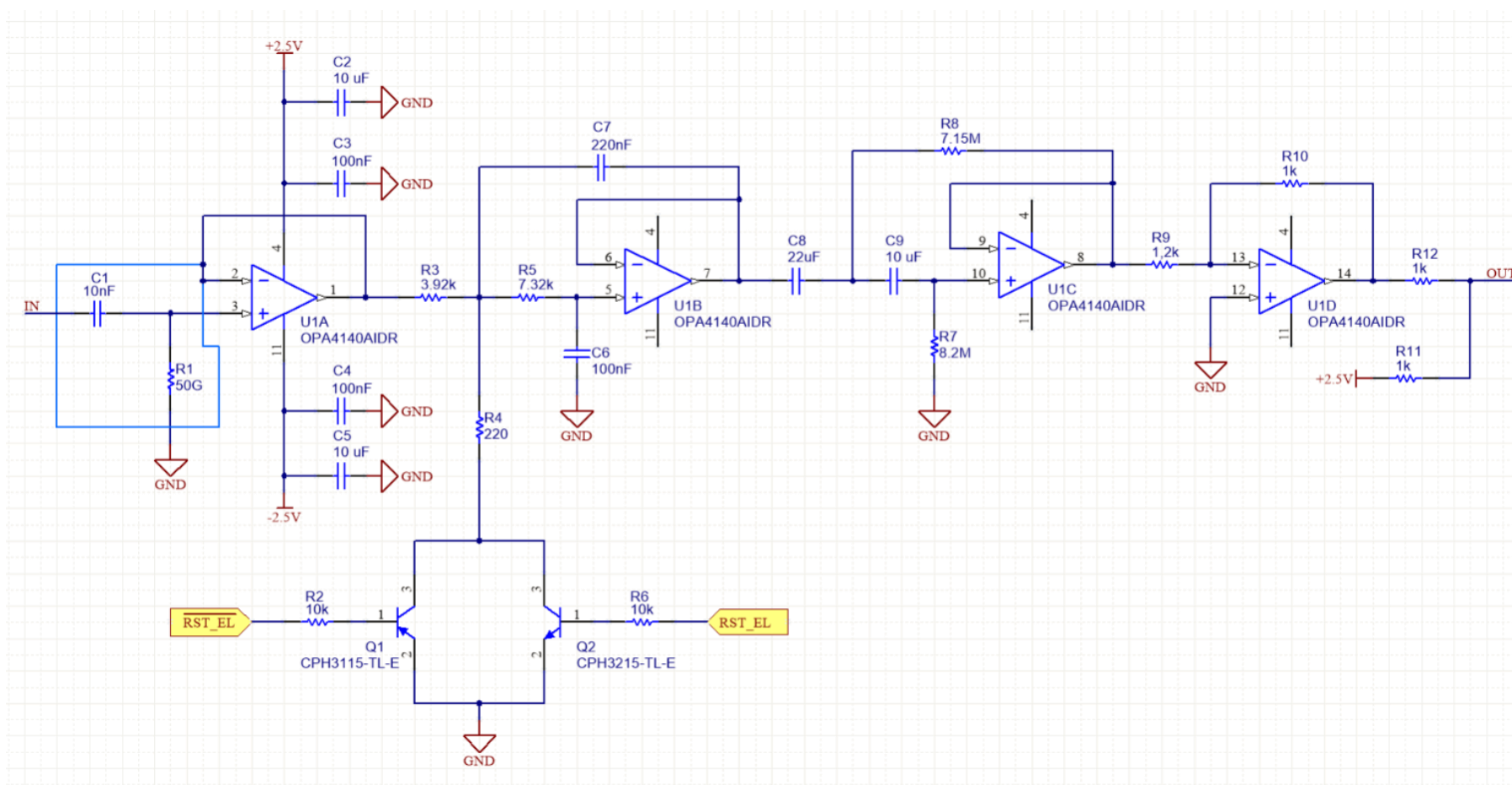


Figura 59. Esquemático de los electrodos capacitivos formados por cuatro etapas cada uno. (Fuente: propia)

La primera etapa que se muestra ampliada en la Figura 60 consta de la resistencia de polarización de 50 GΩ y del condensador de acoplamiento de 10 nF. Este condensador se puede ajustar para proporcionar un mayor acoplamiento con el electrodo capacitivo. Estos dos componentes forman un filtro pasa-altas de 0,3183 mHz. La frecuencia de corte del filtro se ha calculado a partir de la ecuación (18). En esta etapa se añade una guarda activa para eliminar corrientes parásitas. La entrada positiva se rodea por una pista que se mantiene al mismo potencial que la entrada negativa del operacional. De esta manera no circula corriente al estar todo al mismo potencial.

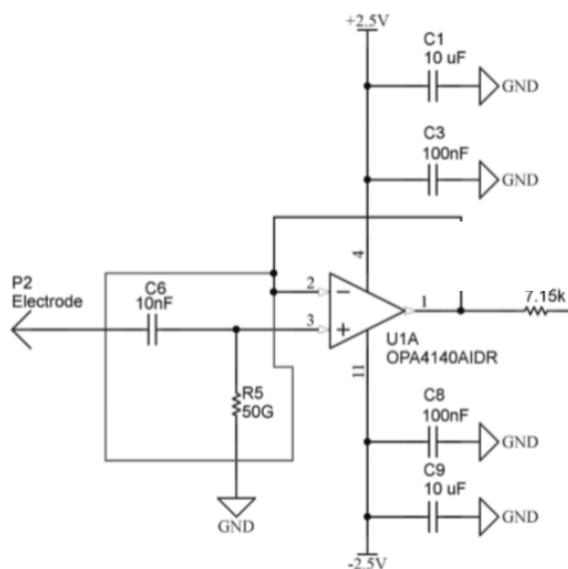


Figura 60. Primera etapa del esquemático del electrodo. (Fuente: propia)

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 50G \cdot 10nF} = 0,3183 \text{ mHz} \quad (18)$$

En la segunda etapa, que puede verse en la Figura 61, se muestra un filtro pasa bajas de segundo orden con una frecuencia de corte a -3dB de 184,55 Hz calculado mediante la ecuación (19). Además, se ha añadido un circuito de “reset” para utilizarlo cuando se sature la salida, restableciendo la señal a 0 voltios. Para ello se han añadido unos transistores para descargar la entrada del filtro en caso de que se sature la salida.

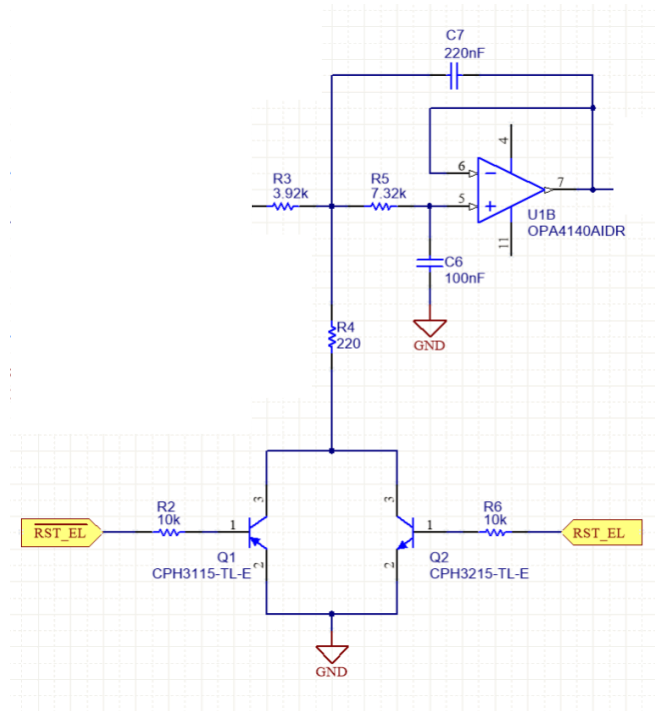


Figura 61. Segunda etapa del esquemático del electrodo. (Fuente: propia)

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 3,92k \cdot 220n} = 184,55 \text{ Hz} \quad (19)$$

La función de transferencia de este filtro pasa-bajas de segundo orden se muestra a continuación en las ecuaciones (20) y (21).

$$\begin{aligned} H(s) &= G \cdot \frac{w_0^2}{s^2 + a \cdot w_0 \cdot s + w_0^2} = \\ &= G \cdot \frac{(w_{c3dB} \cdot k_0)^2}{s^2 + a \cdot w_{c3dB} \cdot k_0 \cdot s + (w_{c3dB} \cdot k_0)^2} \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} H(s) &= 1 \cdot \frac{(2 \cdot \pi \cdot 184,55 \cdot 1)^2}{s^2 + 1,414 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 184,55 \cdot 1 \cdot s + (2 \cdot \pi \cdot 184,55 \cdot 1)^2} = \\ &= \frac{1,345 \cdot 10^6}{s^2 + 1,160 \cdot 10^3 s + 1,345 \cdot 10^6} \end{aligned} \quad (21)$$

El cálculo para obtener las resistencias de los transistores se muestra a continuación.

Se fija I_C que es la corriente que circula por R_4 a 10 mA.

De las gráficas de $I_C/I_B = 50$, donde I_B es la corriente que circula por R_6 , se obtiene:

$$V_{CEsat} = -0,03 \text{ V}$$

$$V_{CEsat} = 0,02 \text{ V}$$

$$V_{BEsat} = -0,7 \text{ V}$$

$$V_{BEsat} = 0,7 \text{ V}$$

$$3V = V_{BE} + R_B \cdot I_B \quad (22)$$

$$2,5V = V_{CEsat} + R_C \cdot I_C \quad (23)$$

$$R_C = \frac{2,5V - 0,02V}{10mA} = 248\Omega \rightarrow R_C = 220\Omega \quad (24)$$

$$R_B = \frac{3V - 0,7V}{I_C/50} = \frac{3V - 0,7V}{200\mu A} = 11500\Omega \rightarrow R_C = 10k\Omega \quad (25)$$

La tercera etapa, mostrada en la Figura 62, muestra el filtro pasa altas de segundo orden con una frecuencia de corte a -3 dB de 1,94 mHz calculado mediante la ecuación (26).

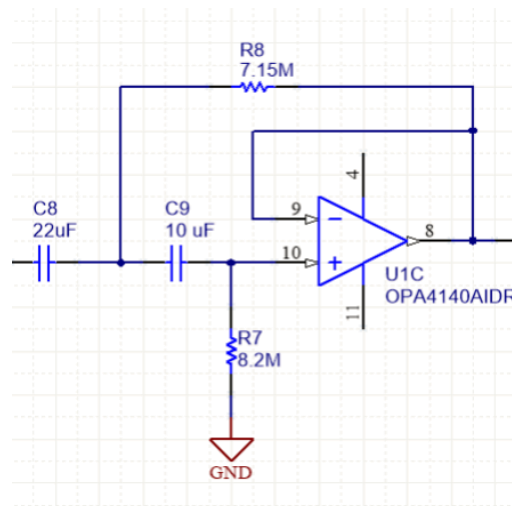


Figura 62. Tercera etapa del esquemático del electrodo. (Fuente: propia)

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 10\mu \cdot 8,2M} = 1,94 \text{ mHz} \quad (26)$$

La función de transferencia de este filtro pasa-altas de segundo orden se muestra a continuación en las ecuaciones (27) y (28).

$$H(s) = G \cdot \frac{s^2}{s^2 + a \cdot w_0 \cdot s + w_0^2} = G \cdot \frac{s^2}{s^2 + a \cdot \frac{w_{c3dB}}{k_0} \cdot s + \left(\frac{w_{c3dB}}{k_0}\right)^2} \quad (27)$$

$$\begin{aligned}
 H(s) &= 1 \cdot \frac{s^2}{s^2 + 1,414 \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{184,55}{1} \cdot s + \left(2 \cdot \pi \cdot \frac{184,55}{1}\right)^2} = \\
 &= \frac{s^2}{s^2 + 1,160 \cdot 10^3 s + 1,345 \cdot 10^6}
 \end{aligned}
 \tag{28}$$

Por último, la cuarta etapa, se muestra en la Figura 63. Esta etapa se encarga de situar la salida del electrodo capacitivo en el margen de 0 a 2,5 V con un offset de 1,25 V. La función de transferencia está descrita en la ecuación (29).

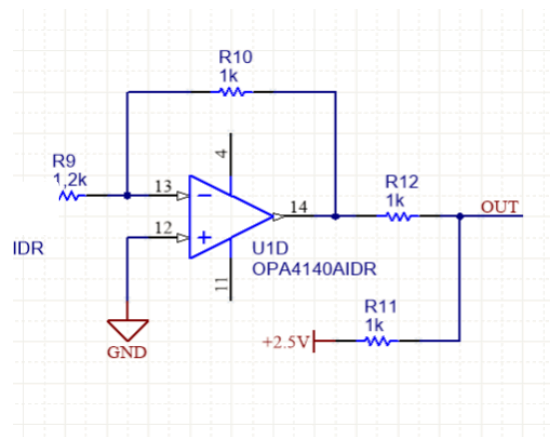


Figura 63. Cuarta etapa del esquemático del electrodo. (Fuente: propia)

$$V_O = -\frac{R_{10}}{R_9} \cdot V_{PA} = -\frac{1k}{1,2k} \cdot V_{PA} = -\frac{5}{6} \cdot V_{PA} \approx -0,833 \cdot V_{PA}
 \tag{29}$$

3.3.3. Esquemático

Para poder realizar el trabajo se han diseñado cuatro esquemáticos, el primero es el esquemático del electrodo capacitivo en la Figura 64, el segundo es la placa de control en la Figura 65, el tercero muestra el microcontrolador en la Figura 66 y el último es la alimentación del circuito en la Figura 67.

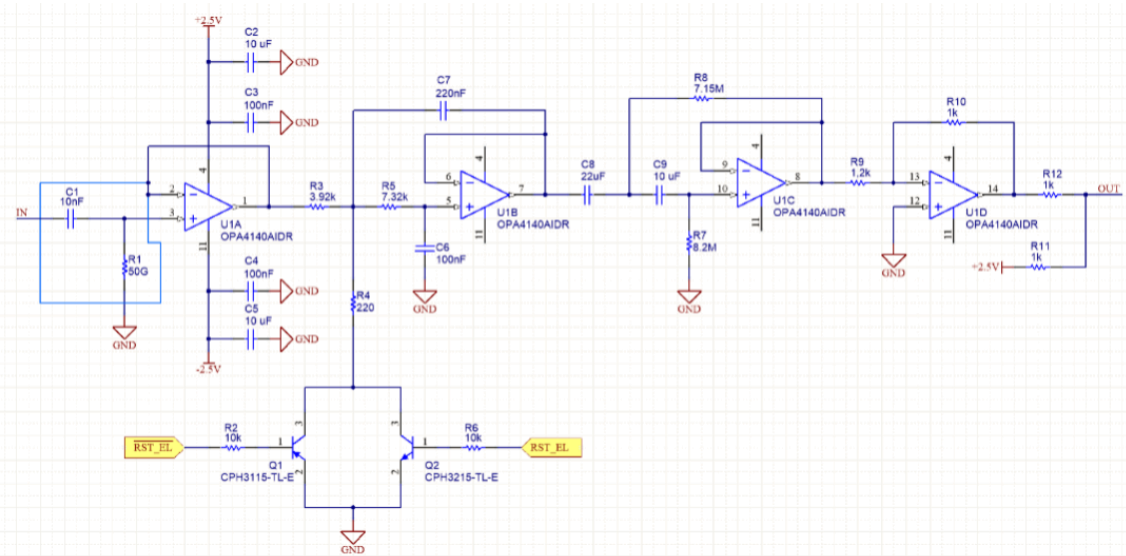


Figura 64. Esquemático del electrodo capacitivo. (Fuente: propia)

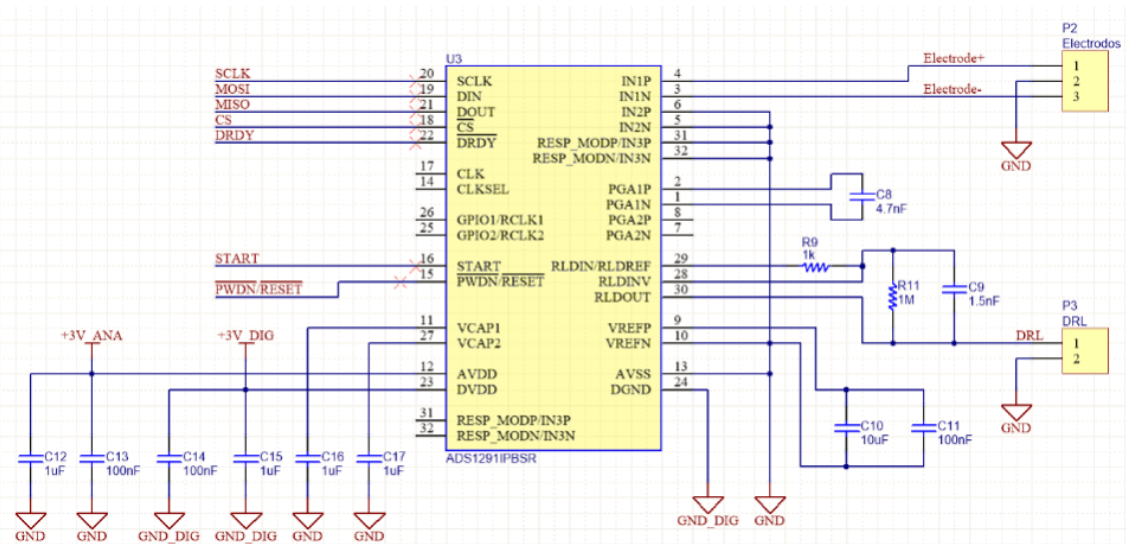


Figura 65. Esquemático de la placa de control con el ADS1291. (Fuente: propia)

The four circuit diagrams illustrate the power supply and regulation for the TI-84 Plus CE calculator. Each diagram shows a different voltage output from a 3.7V LiPo battery (BT1) through various regulators and capacitors. The outputs are +3V_DIG, +3V_ANA, +2.5V, and -2.5V. The diagrams include components like U4 (REG101NA-3), U5 (REG101NA-3), U6 (REG101NA-2.5), U7 (TPS60403QDRV1), and U8 (TPS72325QDBVR).



3.3.4. PCB

En este apartado se muestran las PCB del electrodo en primer lugar, y de la placa de control después.

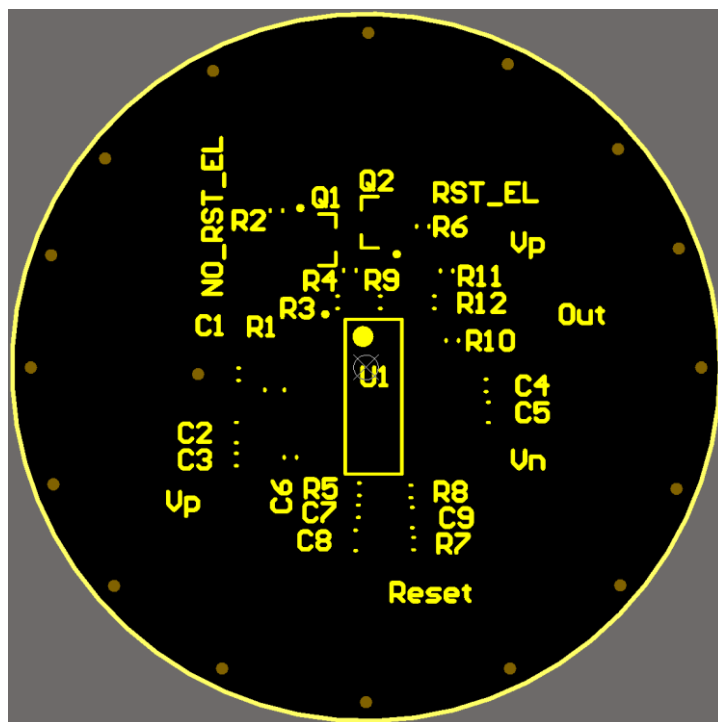


Figura 68. Serigrafía del electrodo. (Fuente: propia)

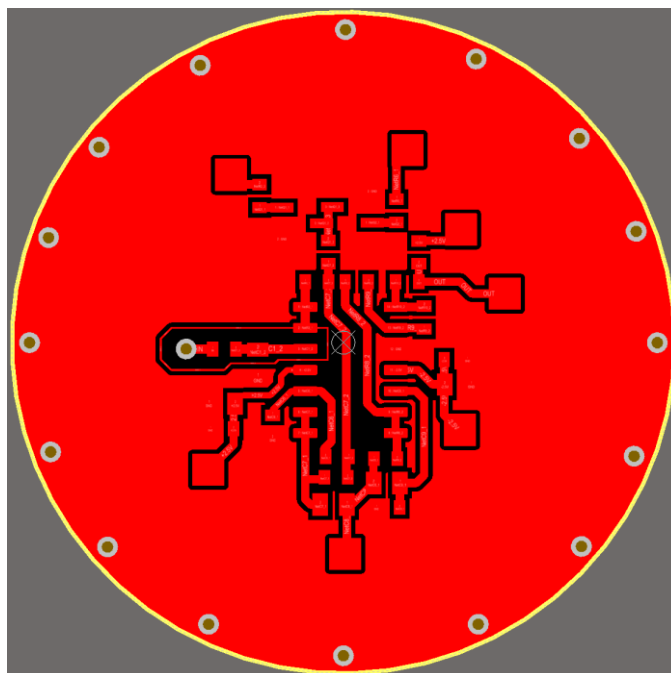


Figura 69. Capa top del electrodo. (Fuente: propia)

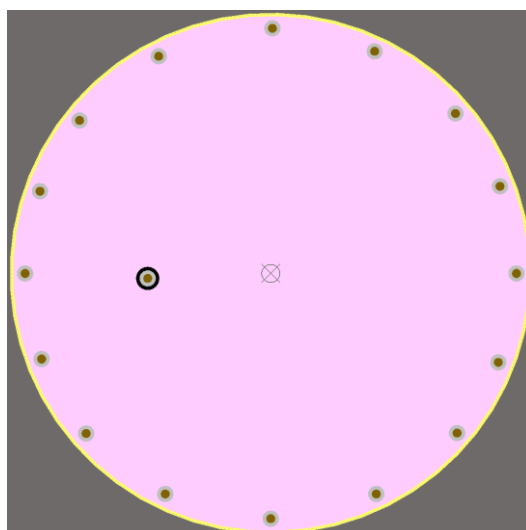


Figura 70. Layer 1 del electrodo. (Fuente: propia)

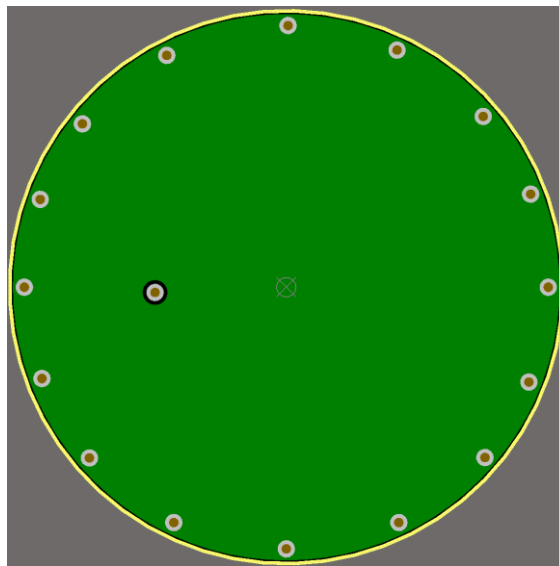


Figura 71. Layer 2 del electrodo. (Fuente: propia)

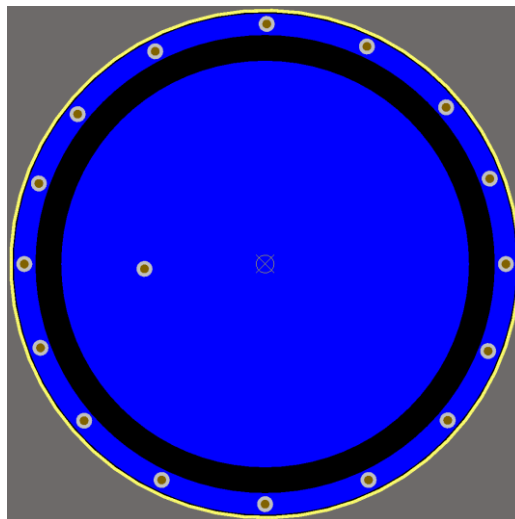


Figura 72. Capa bottom del electrodo. (Fuente: propia)

A continuación, se muestra la PCB de la placa de control.

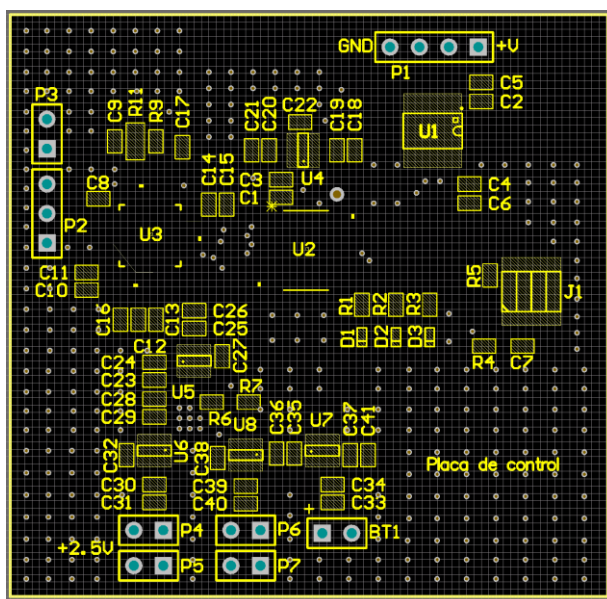


Figura 73. Serigrafía de la placa de control. (Fuente: propia)

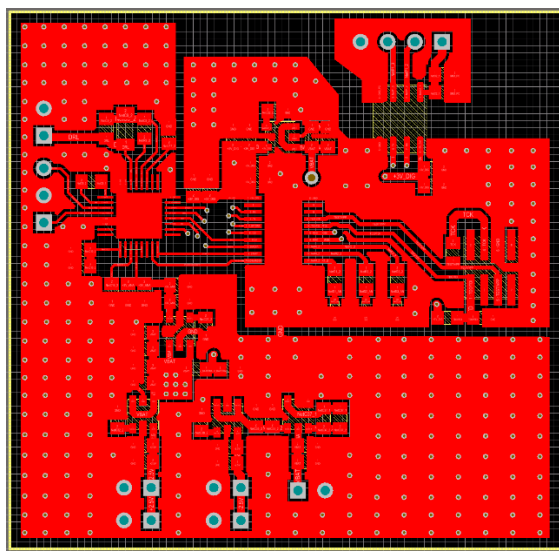


Figura 74. Capa top de la placa de control. (Fuente: propia)

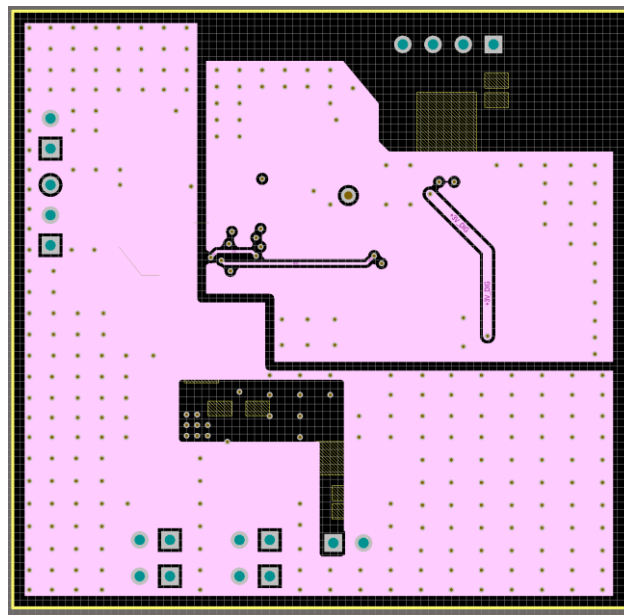


Figura 75. Layer 1 de la placa de control. (Fuente: propia)

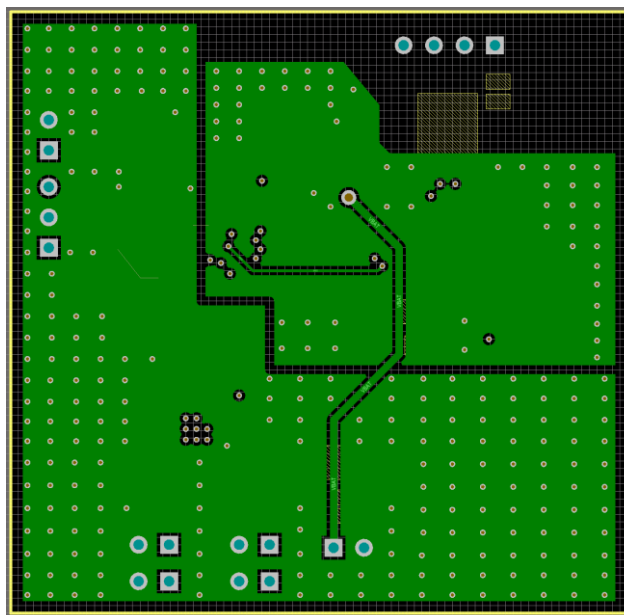


Figura 76. Layer 2 placa de control. (Fuente: propia)

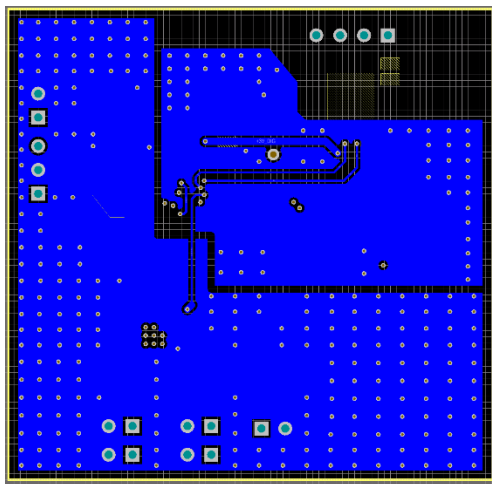


Figura 77. Capa bottom de la placa de control. (Fuente: propia)

4. ANÁLISIS DEL IMPACTO AMBIENTAL

Los circuitos electrónicos desarrollados en este TFG no son perjudiciales para el medio ambiente.

Como circuitos electrónicos que son, deben cumplir con las siguientes normativas:

- **Residuos aparatos electrónicos:** Se sigue la normativa de gestión de residuos de aparatos eléctricos y electrónicos (RAEE) descrita en el Real Decreto 110/2015, de 20 de febrero de 2015. Es una norma ampliada y renovada que pretende detallar un modelo de gestión de los RAEE más eficiente que el existente hasta ahora. Este Real Decreto transpone la normativa comunitaria contemplada en la Directiva 2012/19/UE e incorpora a su vez lo establecido en la Ley 22/2011 de residuo y suelos contaminados.
- **Soldadura de los componentes:** En este caso se ha seguido la Directiva 2017/2102/UE (RoHS) en la que se debe limitar el uso a ciertos materiales peligrosos. Esta directiva restringe el uso del plomo (Pb), mercurio (Hg), cadmio (Cd), cromo hexavalente (Cr VI), bifenilos polibromados (PBB) y los éteres difenil polibromados (PBDE). Uno de estos materiales es el plomo, que no se puede utilizar en el estaño usado para la soldadura de los componentes. En la soldadura de los componentes se ha utilizado estaño sin plomo. Este estaño está formado por una aleación de Sn-99%, Au-0,3% y Cu-0,7%.
- **Batería de la placa de control:** En la Directiva 2006/66/CE, que se ha traspuesto al marco normativo estatal mediante el Real Decreto 196/2008, de 1 de febrero y el Real Decreto 943/2010, de 23 de julio, por el que se modifica el Real Decreto 106/2008, sobre pilas y acumuladores y la gestión ambiental de sus residuos añade las baterías de litio en la Lista Europea de Residuos (LER) con el código 160602. La placa de control se alimenta con una batería de litio de 3,7 V.

5. NORMATIVA APLICABLE

Los equipos electromédicos han de ser seguros, especialmente los que deben conectarse al cuerpo humano. La norma EN 60601-1¹⁷, del 22 de abril de 1996, aborda como controlar muchos de los riesgos asociados a los equipos electromédicos. En este caso, la seguridad eléctrica depende de las corrientes de fuga, del shock eléctrico y de que haya una buena conexión a tierra. Un equipo electromédico debe estar diseñado para funcionar con seguridad en condiciones normales y en condiciones anormales o de fallo.

Para los electrocardiógrafos existe un apartado específico que se encuentra en la norma UNE-EN 60601-2-25:2016, del 28 de septiembre de 2016, del capítulo de equipos electromédicos, parte 2-25: Requisitos particulares para la seguridad básica y funcionamiento esencial de los electrocardiógrafos.

Por otro lado, también hay un apartado específico para los electroencefalógrafos que se encuentra en la norma UNE-EN 60601-2-26:2015 (Ratificada) de equipos electromédicos, parte 2-26 que trata de los requisitos generales para la seguridad básica y el funcionamiento esencial de los electroencefalogramas (ratificada por AENOR en julio de 2015).

Además, hay un estándar internacional, el IEC 60601-1-1 dedicado a los equipos médicos que funcionan con electricidad. La primera parte consta de los requisitos generales para la seguridad. También hay un estándar colateral que consta de los requisitos de seguridad para sistemas eléctricos médicos.

La norma UNE-EN 60601-1-6:2010/A1:2015 trata sobre los equipos electromédicos. Parte 1-6: Requisitos generales para la seguridad básica y funcionamiento esencial. Norma colateral: Aptitud de uso.

Los electrodos capacitivos diseñados en este trabajo no serán vendidos, pero si estos salieran al mercado, deberían seguir un proceso de certificación de equipos médicos. Entre las muchas normas que deberían cumplirse, está la siguiente:

La norma UNE-EN 60601-1-11:2015 (Ratificada) sobre equipos electromédicos. Parte 1-11: Requisitos generales para la seguridad básica y el funcionamiento esencial. Norma colateral: Requisitos para el equipo electromédico utilizado para el cuidado en el entorno médico del hogar. (Ratificada por AENOR en julio de 2015).

¹⁷ UNE-EN 60601-1:2008 + Err.:2008 + Corr.:2010

CONCLUSIONES Y RESULTADOS

En primer lugar, tal y como se muestra en los cálculos de los apartados correspondientes, entre el circuito amplificador de transimpedancia y el circuito seguidor, éste último presenta menos ruido. Además, el amplificador de transimpedancia necesita una resistencia de retroalimentación de un valor muy elevado, lo que habría dificultado la búsqueda de este componente.

También puede concluirse que, para el fin de este trabajo, el amplificador operacional OPA140, presenta menos ruido que el LT1056 y AD8605, tal y como se ha demostrado tanto manualmente como mediante el simulador. Además, el OPA140 presenta un *slew-rate* elevado.

Al ser un equipo médico, estos electrodos deben superar una serie de normativas de seguridad. Como se ha comentado en su debido apartado, se cumplen las normativas básicas, aunque para su venta fuera del entorno clínico, deberían seguir una serie de normas más estrictas. Quiero destacar que es muy importante que todos los equipos médicos cumplan rigurosamente las normativas necesarias para no comprometer la seguridad del paciente, o de las personas que le rodean.

Además, como se ha podido ver, los electrodos que se presentan en este trabajo no solo pretenden cumplir su función médica, sino que, además, son reutilizables después de cada uso, y cumplen con las normativas ambientales.

Entrando en más profundidad, puede verse como los primeros electrodos capacitivos que se utilizaron para monitorizar a humanos fue en la década de los 60 y, todavía hoy, no se ha conseguido que estos electrodos, que presentan muchas más ventajas y facilidades de uso en comparación con los electrodos húmedos convencionales, puedan mostrar señales tan nítidas en la monitorización de personas como los húmedos. De modo que este trabajo, por el momento, es un primer paso para avanzar en esta línea de investigación ofreciendo nuevas ideas y conocimientos en ese objetivo común de alcanzar un mayor bienestar social.

Este análisis teórico ha ido acompañado del diseño y fabricación de las placas. El ensamblaje de éstas con los componentes servirá para verificar la funcionalidad del proyecto.

TRABAJOS FUTUROS

Cara a la presentación de este trabajo, se pretende poder soldar los componentes a las placas y terminar de programar correctamente el microcontrolador para poder probar los electrodos.

Una vez ya se hayan obtenido las señales procedentes de los electrodos, éstas deberán filtrarse para obtener unos gráficos más nítidos y contrastar si su función es la correcta o si tienen algún fallo.

En el caso de que los electrodos no funcionen correctamente, se propondrán posibles soluciones de mejorar para poder lograr las señales deseadas.

ANÁLISIS ECONÓMICO

Presupuesto

En la Tabla 8 se muestra el presupuesto del trabajo.

	Precio unitario [€]	Unidades	Precio total [€]
Mano de obra	4,14	600	2.484,00
PCB electrodo	62,34	1	62,34
PCB placa de control	65,11	1	65,11
Componentes	60,46	1	60,46
	TOTAL		2.671,91

Tabla 8. Presupuesto del trabajo. (Fuente: propia)

A continuación, se mostrará una breve explicación del presupuesto desglosado y agrupado por capítulos, incluyendo la lista de material.

Mano de obra

En este apartado no solo se incluye el coste de mano de obra, que sería el coste del montaje, sino que también se incluye el coste de ingeniería, que sería el coste del diseño, ya que el montaje no ha sido realizado por una empresa externa, sino que lo he hecho yo misma, y por eso se incluyen ambos costes en un solo apartado.

El precio establecido por hora es de 4,14 €/h debido a que según el Convenio del metal de Barcelona el sueldo del primer año de contrato de formación es de 662,09 €/mes. Suponiendo que un mes tiene 20 días laborables y un día laborable comprende una jornada de 8 horas, se obtiene la cifra de 4,14 €/h.

Las horas que deben dedicarse a un trabajo de fin de grado son de 25 por crédito ECTS según la normativa de la EEBE, por lo tanto, debido a que este trabajo consta de 24 créditos ECTS, las horas que se han dedicado son un total de 600.

Materiales

Los materiales empleados para realizar este trabajo son las placas de los electrodos, la placa de control y los componentes que se han soldado a ambas placas. El precio de las placas es el coste que ha supuesto fabricarlas y el precio de los componentes.

En la Figura 78 se muestra la lista de los componentes que se han necesitado para soldar las placas con las cantidades exactas y precio individual.

Product Detail	Customer Part #	Order Qty.	Price (EUR)	Ext. (EUR)
Mouser #: 595-OPA4140AID Mfr. #: OPA4140AID Desc.: Precision Amplifiers Precision Amplifiers 11MHz,Sgl Supply,Lo Noise,Prec,R-R Out		2	8,96 €	17,92 €
Mouser #: 603-RC0603FR-071KL Mfr. #: RC0603FR-071KL Desc.: Thick Film Resistors - SMD Thick Film Resistors - SMD 1K OHM 1%		6	0,085 €	0,51 €
Mouser #: 667-ERJ-PB3B1201V Mfr. #: ERJ-PB3B1201V Desc.: Thick Film Resistors - SMD Thick Film Resistors - SMD 0603 Anti-Surge Res. 0.1%, 1.2Kohm		2	0,204 €	0,41 €
Mouser #: 755-KTR03EZPF6804 Mfr. #: KTR03EZPF6804 Desc.: Thick Film Resistors - SMD Thick Film Resistors - SMD 0603 6.8MOhm 1% High VoltageAEC-Q200		2	0,111 €	0,22 €
Mouser #: 603-RC0603FR-078M2L Mfr. #: RC0603FR-078M2L Desc.: Thick Film Resistors - SMD Thick Film Resistors - SMD 8.2M OHM 1%		2	0,085 €	0,17 €
Mouser #: 603-RT0603FRD07220RL Mfr. #: RT0603FRD07220RL Desc.: Thin Film Resistors - SMD Thin Film Resistors - SMD		2	0,128 €	0,26 €
Mouser #: 279-CPF0603F3K92C1 Mfr. #: CPF0603F3K92C1 Desc.: Thin Film Resistors - SMD Thin Film Resistors - SMD CPF 0603 3K92 1% 50PPM 1K RL		2	0,094 €	0,19 €
Mouser #: 279-CPF0603F7K32C1 Mfr. #: CPF0603F7K32C1 Desc.: Thin Film Resistors - SMD Thin Film Resistors - SMD CPF 0603 7K32 1% 50PPM 1K RL		2	0,094 €	0,19 €
Mouser #: 603-RT0603FRE0710KL Mfr. #: RT0603FRE0710KL Desc.: Thin Film Resistors - SMD Thin Film Resistors - SMD 10K ohm 1% 1/10W		4	0,085 €	0,34 €
Mouser #: 279-RH73X2A50GNTN Mfr. #: RH73X2A50GNTN Desc.: Thick Film Resistors - SMD Thick Film Resistors - SMD RH73 2A 50G 30% 1000PPM		2	2,52 €	5,04 €
Mouser #: 863-CPH3215-TL-E Mfr. #: CPH3215-TL-E Desc.: Bipolar Transistors - BJT Bipolar Transistors - BJT BIP NPN 1.5A 30V		2	0,357 €	0,71 €
Mouser #: 863-CPH3115-TL-E Mfr. #: CPH3115-TL-E Desc.: Bipolar Transistors - BJT Bipolar Transistors - BJT BIP PNP 1.5A 30V		2	0,357 €	0,71 €
Mouser #: 710-885012107004 Mfr. #: 885012107004 Desc.: Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT WCAP-CSGP 10uF 0805 20% 6.3V MLCC		17	0,145 €	2,47 €

Mouser #: 963-EMK107B7104KAHT Mfr. #: EMK107B7104KAHT Desc.: Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT 0.1uF 16V X7R 10% 0603 AEC-Q200	6	0,085 €	0,51 €
Mouser #: 603-CC603JRX7R6BB224 Mfr. #: CC603JRX7R6BB224 Desc.: Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT 220nF 10V X7R 5%	2	0,102 €	0,20 €
Mouser #: 77-VJ0805G226MXYTBC Mfr. #: VJ0805G226MXYTW1BC Desc.: Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT FACTORY NOT ACCEPTING ORDERS	2	0,085 €	0,17 €
Mouser #: 595-TPS72325QDBVRQ1 Mfr. #: TPS72325QDBVRQ1 Desc.: LDO Voltage Regulators LDO Voltage Regulators AC Sgl Out LDO200mA FixedHi PSRR	1	2,46 €	2,46 €
Mouser #: 595-TPS60403DBVR Mfr. #: TPS60403DBVR Desc.: Switching Voltage Regulators Switching Voltage Regulators 60mA Charge Pump Voltage Inverter	1	1,05 €	1,05 €
Mouser #: 595-REG101NA-3/250 Mfr. #: REG101NA-3/250 Desc.: LDO Voltage Regulators LDO Voltage Regulators 100mA 3V LDO	2	2,33 €	4,66 €
Mouser #: 595-REG101NA-2.5/250 Mfr. #: REG101NA-2.5/250 Desc.: LDO Voltage Regulators LDO Voltage Regulators DMOS 100mA LDO Reg	1	2,33 €	2,33 €
Mouser #: 595-ADS1291IPBS Mfr. #: ADS1291IPBS Desc.: Analog Front End - AFE Analog Front End - AFE Low Pwr Integ AFE	1	8,01 €	8,01 €
Mouser #: 595-MSP430G2553IPW20 Mfr. #: MSP430G2553IPW20 Desc.: 16-bit Microcontrollers - MCU 16-bit Microcontrollers - MCU Mixed Signal MCU	1	2,09 €	2,09 €
Mouser #: 584-ADUM121N0BRZ Mfr. #: ADUM121N0BRZ Desc.: Digital Isolators Digital Isolators 2ch EMC robust 3kV digital Isolator 1/1	1	2,94 €	2,94 €
Mouser #: 710-885012207072 Mfr. #: 885012207072 Desc.: Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT WCAP-CSGP 0.1uF 0805 10% 25V MLCC	15	0,056 €	0,84 €

Mouser #: 710-885012207086 Mfr. #: 885012207086 Desc.: Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT WCAP-CSGP 1000pF 0805 10% 50V MLCC	1	0,08 €	0,08 €
Mouser #: 710-885012207090 Mfr. #: 885012207090 Desc.: Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT WCAP-CSGP 4700pF 0805 10% 50V MLCC	1	0,08 €	0,08 €
Mouser #: 710-885012207034 Mfr. #: 885012207034 Desc.: Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT WCAP-CSGP 1500pF 0805 10% 16V MLCC	1	0,08 €	0,08 €
Mouser #: 710-885012207011 Mfr. #: 885012207011 Desc.: Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT WCAP-CSGP 0.01uF 0805 10% 10V MLCC	4	0,08 €	0,32 €
Mouser #: 710-885012107003 Mfr. #: 885012107003 Desc.: Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT WCAP-CSGP 4.7uF 0805 20% 6.3V MLCC	2	0,128 €	0,26 €

Mouser #: 604-APHD1608LCGCK Mfr. #: APHD1608LCGCK Desc.: Standard LEDs - SMD Standard LEDs - SMD 0603 Dome Lens LED Green- 570nm		3	0,391 €	1,17 €
Mouser #: 603-RT0805FRE071KL Mfr. #: RT0805FRE071KL Desc.: Thin Film Resistors - SMD Thin Film Resistors - SMD 1/8W 1K ohm 1% 50ppm		4	0,102 €	0,41 €
Mouser #: 603-RT0805FRE0747KL Mfr. #: RT0805FRE0747KL Desc.: Thin Film Resistors - SMD Thin Film Resistors - SMD 1/8W 47K ohm 1% 50ppm		1	0,102 €	0,10 €
Mouser #: 603-RT0805FRE07330RL Mfr. #: RT0805FRE07330RL		1	0,102 €	0,10 €
Desc.: Thin Film Resistors - SMD Thin Film Resistors - SMD 330 Ohm 1% 1/8W 150 Volts 50ppm				
Mouser #: 603-RT0805FRE07100KL Mfr. #: RT0805FRE07100KL Desc.: Thin Film Resistors - SMD Thin Film Resistors - SMD 1/8W 100K ohm 1% 50ppm		2	0,102 €	0,20 €
Mouser #: 603-RT1206FRE071ML Mfr. #: RT1206FRE071ML Desc.: Thin Film Resistors - SMD Thin Film Resistors - SMD 1/4W 1M ohm 1% 50ppm		1	0,111 €	0,11 €
Mouser #: 200-HDWM0801LD250SM Mfr. #: HDWM-08-01-L-D-250-SM Desc.: Board to Board & Mezzanine Connectors Board to Board & Mezzanine Connectors .050" X .100" Flex Stack, High-Temp Micro Board Stacker		1	2,30 €	2,30 €
Mouser #: 81-GRM219R61A105MA1D Mfr. #: GRM219R61A105MA01D Desc.: Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT 1.0UF 10V 20% 0805		6	0,128 €	0,77 €
Mouser #: 710-885012206014 Mfr. #: 885012206014 Desc.: Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT WCAP-CSGP 0.01uF 0603 10% 10V MLCC		2	0,04 €	0,08 €

Figura 78. Lista de material de los componentes requeridos que se han soldado a las placas. (Fuente: Mouser Electronics, 2018)

Otros gastos

A parte de los gastos físicos vistos anteriormente, hay otros gastos que no se han tenido en cuenta como los gastos de amortización de los equipos utilizados, o los gastos de electricidad, entre otros.

BIBLIOGRAFÍA

- Matsuda, T., & Makikawa, M. (2008). ECG monitoring of a car driver using capacitively-coupled electrodes. *2008 30th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 1315–1318. <https://doi.org/10.1109/IEMBS.2008.4649406>
- Potter, A., & Menke, L. (1970). *Capacitive Type of Biomedical Electrode*.
- Sullivan, T. J., Deiss, S. R., & Cauwenberghs, G. (2007). A Low-Noise, Non-Contact EEG/ECG Sensor, 154–157.
- Lim, Y. G., Kim, K. K., & Park, K. S. (2007). ECC recording on a bed during steep without direct skin-contact. *Ieee Transactions on Biomedical Engineering*, 54(4), 718–725. <https://doi.org/10.1109/TBME.2006.889194>
- Thakor, N. V., Webster, J. G., & Tompkins, W. J. (1984). *Estimation of QRS Complex Power Spectra for Design of a QRS Filter. IEEE Trans. on Biomed. Eng.* (Vol. 31).
- Lim, Y. G., Kim, K. K., & Park, K. S. (2006). *ECG measurement on a chair without conductive contact. IEEE Transactions on Biomedical Engineering* (Vol. 53). <https://doi.org/10.1109/TBME.2006.872823>
- Spinelli, E. M., Martínez, N., Mayosky, M. A., & Pallàs-Areny, R. (2004). *A novel fully differential biopotential amplifier with DC suppression. IEEE Transactions on Biomedical Engineering* (Vol. 51). <https://doi.org/10.1109/TBME.2004.827931>
- Ishijima, M. (1993). *Monitoring of Electrocardiograms in Bed Without Utilizing Body Surface Electrodes. IEEE Transactions on Biomedical Engineering* (Vol. 40). <https://doi.org/10.1109/10.237680>
- Prance, H. (2011). *Sensor Developments for Electrophysiological Monitoring in Healthcare. Applied Biomedical Engineering*.
- Organización Mundial de la Salud. (2018). Las 10 principales causas de defunción. Retrieved from <http://www.who.int/es/news-room/fact-sheets/detail/the-top-10-causes-of-death>
- Richardson, P. C., & López Jr., A. (1955). Electrocardiographic and bioelectric capacitive electrode.
- Sepúlveda, R., Montiel, Ó., Díaz, G., Gutiérrez, D., & Castillo, Ó. (2015). *Clasificación de señales encefalográficas mediante redes neuronales artificiales*. Retrieved from <http://www.redalyc.org/pdf/615/61536854006.pdf>
- Yoo, J., Yan, L., Lee, S., Kim, H., & Yoo, H. J. (2009). A wearable ECG acquisition system with compact planar-fashionable circuit board-based shirt. *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*, 13(6), 897–902. <https://doi.org/10.1109/TITB.2009.2033053>

- Chi, Y. M., & Cauwenberghs, G. (2009). Micropower non-contact EEG electrode with active common-mode noise suppression and input capacitance cancellation. *Proceedings of the 31st Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society: Engineering the Future of Biomedicine, EMBC 2009*, 4218–4221. <https://doi.org/10.1109/IEMBS.2009.5333527>
- Oresko, J. J., Member, S., Jin, Z., Member, S., Cheng, J., Huang, S., ... Cheng, A. C. (2010). A wearable smart phone based platform for real-time cardiovascular disease detection via electrocardiogram processing. *IEEE Transactions Info Techno. Biomed.*, 14(3), 734–740.
- Tăutan, A. M., Serdijn, W., Mihajlović, V., Grundlehner, B., Penders, J., Chi, Y. M., ... Member, S. S. (2013). *Dry-Contact and Noncontact Biopotential Electrodes: 2013 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference, BioCAS 2013* (Vol. 3). <https://doi.org/10.1109/BioCAS.2013.6679670>
- Luna-Lozano, P. S., & Pallas-Areny, R. (2010). *Microphonics in biopotential measurements with capacitive electrodes. 2010 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, EMBC'10*. <https://doi.org/10.1109/IEMBS.2010.5627781>
- Kwon, S., Lee, J., Chung, G. S., & Park, K. S. (2011). *Validation of heart rate extraction through an iPhone accelerometer. Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, EMBS*. <https://doi.org/10.1109/IEMBS.2011.6091301>
- Chi, Y. M., Maier, C., & Cauwenberghs, G. (2011). *Integrated ultra-high impedance front-end for non-contact biopotential sensing. 2011 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference, BioCAS 2011*. <https://doi.org/10.1109/BioCAS.2011.6107826>
- Chi, Y. M., Maier, C., & Cauwenberghs, G. (2011). *Ultra-high input impedance, low noise integrated amplifier for noncontact biopotential sensing. IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems* (Vol. 1). <https://doi.org/10.1109/JETCAS.2011.2179419>
- Baek, H. J., Lee, H. J., Lim, Y. G., & Park, K. S. (2012). *Conductive polymer foam surface improves the performance of a capacitive EEG electrode. IEEE Transactions on Biomedical Engineering* (Vol. 59). <https://doi.org/10.1109/TBME.2012.2215032>
- AAMI. (2001). Diagnostic electrocardiographic devices. *ANSI*.
- Mahdi, A. E., & Faggion, L. (2011). Non-contact biopotential sensor for remote human detection. *Journal of Physics: Conference Series*, 307(1). <https://doi.org/10.1088/1742-6596/307/1/012056>
- Meziane, N., Webster, J. G., Attari, M., & Nimunkar, A. J. (2013). Dry electrodes for electrocardiography. *Physiological Measurement*, 34(9). <https://doi.org/10.1088/0967-3334/34/9/R47>

- Auer, R., Bauer, D. C., Marques-vidal, P., Butler, J., Min, L. J., Cornuz, J., ... Rodondi, N. (2014). Association of Major and Minor ECG Abnormalities with Coronary Heart Disease Events. *National Institutes of Health*, 307(14), 1497–1505. <https://doi.org/10.1001/jama.2012.434.Association>
- Lee, J. S., Heo, J., Lee, W. K., Lim, Y. G., Kim, Y. H., & Park, K. S. (2014). Flexible capacitive electrodes for minimizing motion artifacts in ambulatory electrocardiograms. *Sensors (Switzerland)*, 14(8), 14732–14743. <https://doi.org/10.3390/s140814732>
- Spinelli, E., & Haberman, M. (2010). Insulating electrodes: A review on biopotential front ends for dielectric skin-electrode interfaces. *Physiological Measurement*, 31(10). <https://doi.org/10.1088/0967-3334/31/10/S03>
- Spinelli, E., Haberman, M., García, P., & Guerrero, F. (2012). A capacitive electrode with fast recovery feature. *Physiological Measurement*, 33(8), 1277–1288. <https://doi.org/10.1088/0967-3334/33/8/1277>
- Webster, J. G. (2010). *Medical Instrumentation. Application and Design* (Fourth Edi).
- Lipman, B. S., Massie, E., & Kleiger, R. E. (1972). *Clinical Scalar Electrocardiography*. Chicago: Yearbook Medical Publishers.
- Netter, F. H. (1969). *The Ciba Collection of Medical Illustrations*.
- Nottingham, T. U. of. (n.d.). School of Health Sciences. Retrieved from https://www.nottingham.ac.uk/nursing/practice/resources/cardiology/function/normal_duration.php
- Marieb, E. N., & Hoehn, K. (2015). The Cardiovascular System: The Heart. In *Human Anatomy & Physiology*. Retrieved from <https://www.pearson.com/content/dam/one-dot-com/one-dot-com/us/en/higher-ed/en/products-services/course-products/marieb-10e-info/pdf/marieb-0321927028-chapter18.pdf>
- Häggström, M. (2012). Precordial Leads in ECG. Retrieved from https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Precordial_leads_in_ECG.svg
- Guyton, A. C. (1972). *Structure and Function of the Nervous System*. (W. B. Saunders, Ed.) (2nd ed.). Philadelphia.
- Ott, H. W. (1988). *Noise reduction techniques in electronic systems* (2nd ed.). New York: Wiley-Interscience.
- Handbook of Chemistry and Physics*. (n.d.) (55th ed.). Cleveland: CRC Press.
- Caballero, A. D., Castro, I. D., Ordoñez, S., & Rojas, D. M. (2011). Implementación de una interfaz hombre-computador basada en registros EOG mediante circuitos de señal mixta PSoC. *V Latin American Congress on Biomedical Engineering CLAIB*, (May 2011), 1194–1197. https://doi.org/10.1007/978-3-642-21198-0_303



- del Valle, L. (2018). Resistencia pull-up y pull-down. Retrieved from <https://programarfacil.com/blog/arduino-blog/resistencia-pull-up-y-pull-down/>
- Electrónica Unicrom. (2016). Multiplexor (MUX). Retrieved from <https://unicrom.com/multiplexor-mux/>
- WordPress. (2014). Baterías de litio. Retrieved from <http://bateriasdelitio.net/?p=340>
- Asociación de Informáticos del Uruguay. (n.d.). Qué es el RoHS y por qué es importante. Retrieved from <http://www.asiap.org/AsIAP/index.php/raee/300-articulos/3004-que-es-el-rohs-y-por-que-es-importante>
- Fundación AQUAE. (n.d.). Residuos electrónicos: qué son y qué hacer con ellos. Retrieved from <https://www.fundacionaquae.org/wiki-aquae/otros/residuos-electronicos-que-son-y-que-hacer-con-ellos/>
- Normalización Española. (n.d.). UNE. Retrieved from <https://www.une.org>
- Fundación, E. (2018). Legislación de los RAEE. Retrieved from <https://www.ecolec.es/informacion-y-recursos/legislacion/legislacion-los-raee/>
- Diario Oficial de la Unión Europea. (2017). DIRECTIVAS. Estrasburgo. <https://doi.org/10.2903/j.efsa.2013.3381>
- Lloor, R., Plúas, H., Rodríguez, H., & Yapur, M. (2009). Normas Para El Mantenimiento Preventivo De Equipos Médicos De Los Hospitales Y Clínicas Del País. *Research Gate*, (June 2009). Retrieved from <http://www.dspace.espol.edu.ec/handle/123456789/5353>
- Svård, Daniel. 2010. "Design and Evaluation of a Capacitively Coupled Sensor Readout Circuit, toward Contact-Less ECG and EEG." Linköpings universitet. <http://liu.diva-portal.org/smash/record.jsf?pid=diva2%3A306645&dsid=1127>.
- Convenios colectivos. (n.d.). Comercio del metal de la provincia de Barcelona. Retrieved from <https://www.convenioscolectivos.net/comercio-del-metal-de-barcelona/>
- Talamillo, T. (2011). Manual básico para enfermeros en electroencefalografía. *Enfermería Docente*, 94, 29–33. Retrieved from <http://www.juntadeandalucia.es/servicioandaluzdesalud/huvvsites/default/files/revistas/ED-094-07.pdf>
- Welch Allyn. (n.d.). CardioPerfect Manual de usuario de Pocket ECG CardioPerfect. Republic of Ireland. Retrieved from <https://www.welchallyn.com/content/dam/welchallyn/documents/sap-documents/LIT/80012/80012830LITPDF.pdf>

My EKG. (2018). Electrodo del Electrocardiograma. Retrieved September 23, 2018, from <http://www.my-ekg.com/generalidades-ekg/electrodo-ekg.html>

Texas Instruments. (n.d.). Retrieved from www.ti.com

Analog Devices. (n.d.). Retrieved from www.analog.com

ANEXO A

A1. Manual de usuario

Como hacer la medida

Para evitar errores que dificulten la interpretación de las medidas, es importante garantizar la correcta realización de las pruebas. Los electrodos deben colocarse en el lugar adecuado, tener el sistema configurado y conectado a un ordenador para poder ver los resultados de las medidas. Más adelante se encuentra una explicación sobre cómo colocar los electrodos correctamente y cómo configurar el sistema.

Para evitar posibles interferencias en la señal es recomendable mantener alejados de la zona de los electrodos los equipos eléctricos, como móviles y relojes, y los objetos metálicos, como cadenas o pulseras.

Es importante ser riguroso en la colocación exacta de los electrodos para garantizar una correcta lectura de los resultados.

Una vez se han llevado a cabo los pasos anteriores correctamente, ya se puede proceder con la obtención de las medidas. Para ello tiene que procurar relajarse y actuar con normalidad. Una vez se han obtenido los resultados deseados, es recomendable revisar las medidas antes de retirar los electrodos con el fin de verificar de que los resultados se observan bien o que no existen muchas interferencias. Si es necesario, puede que sea conveniente repetir todos los pasos anteriores con el fin de obtener unos buenos resultados. Si aun así persisten los problemas consulte con el fabricante.

Es recomendable poner un título en las medidas junto con la fecha y hora de realización. Si fuese necesario, también se puede añadir alguna información adicional, como si está tomando o ha tomado recientemente alguna medicación.

En caso de duda consulte con su médico.

La realización de las medidas de ECG y EEG mediante estos electrodos no está contraindicada en ningún caso ni tiene ningún efecto secundario.



Como configurar el sistema

El sistema ya viene configurado según si usted ha comprado el producto de ECG o EEG. Para el correcto funcionamiento del sistema a la hora de tomar las medidas, el usuario debe asegurarse de que los electrodos estén bien colocados y encender el sistema.

Para realizar un registro, debe seguir los siguientes pasos.

1. Coloque los electrodos (explicación más detallada en el siguiente apartado).
2. Encender el sistema.
3. El monitor irá mostrando a tiempo real el trazado de la medida.
4. Puede recorrer la medida realizada a lo largo del tiempo con la barra que se encuentra debajo del registro.
5. Una vez haya finalizado puede guardar el registro en su ordenador.
6. En caso necesario, aplique un Filtro Notch para eliminar el posible ruido debido a la interferencia de la red eléctrica.
7. Asegúrese de tener el sistema encendido cuando quiera tomar las medidas.
8. Una vez finalizado el registro, apague el sistema.
9. Si está satisfecho con el registro, retire los electrodos.
10. Recuerde que puede añadir información adicional en el registro.

Para aplicar el filtro Notch debido a las interferencias de la red eléctrica tan solo debe seleccionar el icono del filtro Notch en su pantalla.

Para cancelar un registro en cualquier momento del proceso tan solo debe apagar el sistema y retirar los electrodos. La prueba que haya podido registrar no se guardará.

Para abrir un registro anterior tan solo debe abrirlo de donde usted lo hubiese guardado.

Para añadir o modificar algún tipo de información adicional, debe seleccionar el icono de notas y escribir los comentarios deseados. Cada vez que pase el puntero por encima podrá visualizar los comentarios que hay escritos.

Es altamente recomendable anotar el día y hora de la toma de la medida y algún título para esta.

Los registros pueden enviarse mediante correo electrónico y abrirse fácilmente desde otro ordenador, ya que no es necesario tener instalado ningún *software* específico para leer los registros.

Si surgiera el caso de que usted quiere deshacerse del equipo, debe retirar las baterías del sistema, ya que contienen litio y reciclarlas correctamente.

El sistema no debe someterse a temperaturas inferiores a -15 °C o superiores a 45 °C ni almacenarse en sitios húmedos.

Cuando el Led rojo del extremo se encuentre encendido significa que la batería del ADC está baja.

Si el LED del medio se enciende varias veces o se encuentra permanentemente encendido en color rojo significa que las medidas están adquiriendo valores anormales. Para ello pruebe a reiniciar el sistema, comprobar que los electrodos se encuentran bien colocados e intente tomar de nuevo las medidas. Si el error persiste contacte con el fabricante.

Como colocar los electrodos

Cuando se realiza una medida es imprescindible conocer con rigurosidad la ubicación de los electrodos. Un cambio de localización de un electrodo podría provocar, desde pequeñas variaciones en la morfología del QRS, hasta grave errores diagnósticos.

Para la medida del ECG, el electrodo va colocado encima de una camiseta de algodón, a la altura del corazón.

Para la medida del EEG, debe colocarse el electrodo encima de la cabeza, sujetado por la cinta elástica que lleva incorporada. Depende del tipo de ondas que quiera medir, este deberá colocarse en una zona específica de la cabeza u otra. Para ello, siga las instrucciones que le haya proporcionado su médico.

A2. Plan de ejecución

Para la realización de los electrodos, primero se han tenido que diseñar mediante un simulador a partir de los conocimientos adquiridos en este tema al haber leído *papers* y artículos de otros científicos que han intentado cosas similares.

Una vez se ha conseguido un diseño con ruido bajo, se ha realizado el esquemático de este y se ha diseñado la PCB. Una vez conseguido el diseño de la PCB, se ha enviado a una empresa cuya misión es la de imprimir las placas en fibra de vidrio. A su vez, se han encargado los componentes a otra empresa que proveedora de componentes electrónicos.

El siguiente paso es el de soldar los componentes en las placas. Para poder hacer que los electrodos realicen su función, debe programarse el microcontrolador en C dar las órdenes al resto de la placa.

Una vez ya se tiene todo configurado, se pueden probar sobre un sujeto. Posteriormente, deberán filtrarse las señales obtenidas para ver con más claridad los resultados obtenidos.

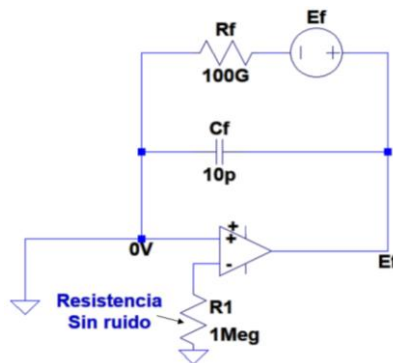
Si los resultados obtenidos no fuesen los deseados, se hará una breve discusión sobre lo que puede haber fallado y proponer alguna mejora para futuros estudios.

ANEXO B

B1. Cálculo del amplificador de transimpedancia

En este anexo se encuentran todos los cálculos que se han realizado manualmente para poder determinar el ruido de cada etapa y el ruido total del circuito del electrodo.

Para poder realizar los cálculos del amplificador de transimpedancia, se ha de tener en cuenta que se tiene el ruido en voltaje que generan las resistencias R_F y R_1 que se muestran a continuación en las Figura 79 y la Figura 80 y en las ecuaciones (30) - (32) y (33) - (35), respectivamente.

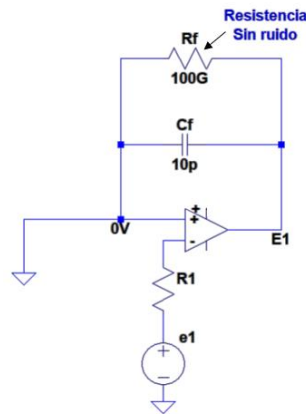


$$\overline{E_F} = \overline{e_F} \quad (30)$$

$$\overline{E_F}^2 = \overline{e_F}^2 \quad (31)$$

$$\overline{e_F}^2 = \int 4kTR_F df \quad (32)$$

Figura 79. Análisis del ruido generado por la resistencia R_F . (Fuente: Texas Instruments, 2007)



$$\overline{E_1} = \overline{e_1} \quad (33)$$

$$\overline{E_1}^2 = \overline{e_1}^2 \quad (34)$$

Figura 80. Análisis del ruido generado por la resistencia R_1 . (Fuente: Texas Instruments, 2007)

$$\overline{e_1}^2 = \int 4kTR_1 df \quad (35)$$

Por lo que el ruido total generado por las resistencias de esta etapa es el que se muestra en la ecuación (36) o, su equivalente, en la ecuación (37).

$$E_{Rrms} = \sqrt{\overline{E_F}^2 + \overline{E_1}^2} \quad (36)$$

$$E_{Rrms} = \sqrt{\int [4kTR_F + 4kTR_1] df} \quad (37)$$

A continuación, se calcularán los ruidos que genera el OPAMP por sí mismo tal y como se muestra a continuación de la Figura 81 a la Figura 83 y de la ecuación (38) - (40).

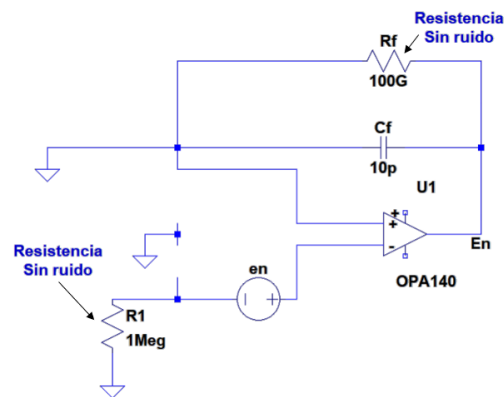


Figura 81. Circuito resultante para el cálculo de E_n . (Fuente: Texas Instruments, 2007)

$$\overline{E_n}^2 = \int (e_n)^2 df \quad (38)$$

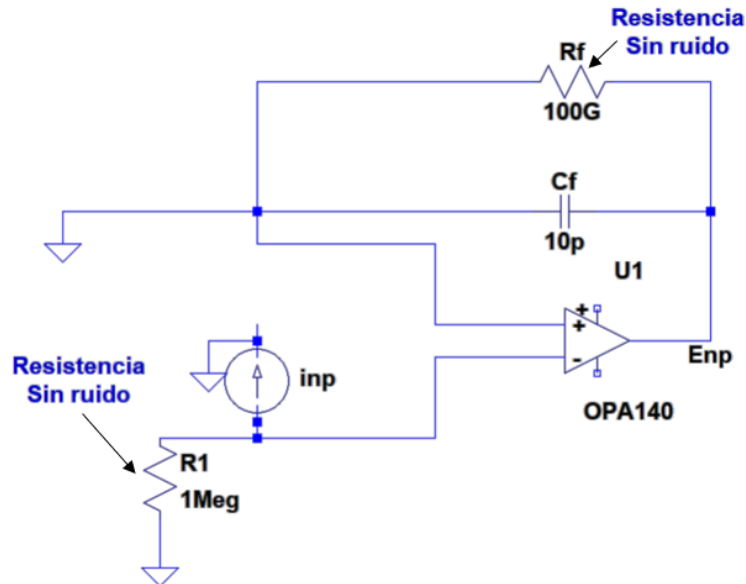


Figura 82. Circuito resultante para el cálculo de E_{np} . (Fuente: Texas Instruments, 2007)

$$\overline{E_{np}}^2 = \int [i_{np} \cdot R_1]^2 df \quad (39)$$

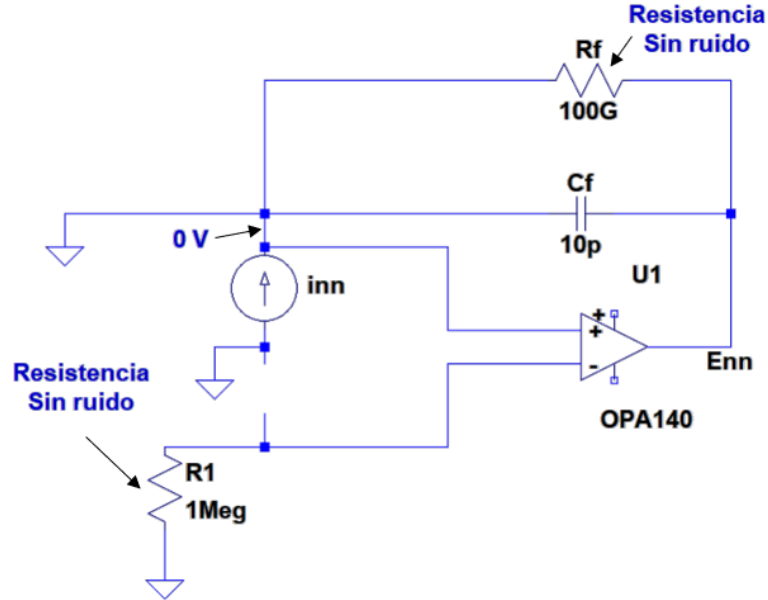


Figura 83. Circuito resultante para el cálculo de E_{nn} . (Fuente: Texas Instruments)

$$\overline{E_{nn}}^2 = \int [i_{nn} \cdot R_F]^2 df \quad (40)$$

Entonces, el ruido generado por el OPAMP en conjunto se muestra en la ecuación (41), o lo que equivale, en la ecuación (42).

$$E_{oarms} = \sqrt{\overline{E_n}^2 + \overline{E_{np}}^2 + \overline{E_{nn}}^2} \quad (41)$$

$$E_{oarms} = \sqrt{\int [(i_{nn} \cdot R_F)^2 + (i_{np} \cdot R_1)^2 + (e_n)^2] df} \quad (42)$$

Por lo tanto, el ruido total de esta etapa es el que se muestra a continuación en las siguientes ecuaciones.

$$E_{Trms} = \sqrt{\int [4kTR_F + 4kTR_1 + (i_{nn} \cdot R_F)^2 + (i_{np} \cdot R_1)^2 + (e_n)^2] df} \quad (43)$$

$$E_{Trms} = \sqrt{ENB(4kTR_F + 4kTR_1) + i_w^2 (R_F^2 + R_1^2) \left(f_{inc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB \right) + e_w^2 \left(f_{enc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB \right)} \quad (44)$$

A la hora de sustituir los valores se ha de tener en cuenta qué circuito y qué amplificador se está usando, ya que hay valores que cambiarán, aunque algunos otros son constantes para todos, como k que es la constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K) y T es la temperatura, que se tomará en condiciones normales donde $T = 25^\circ\text{C} = 298$ K. Los valores de la frecuencia f_L y f_H se tomarán de 0,05 Hz y 100 Hz, respectivamente, ya que son los valores de la banda de paso de interés para este trabajo. El valor resultante del ruido de diversos amplificadores operacionales se mostrará a continuación en las siguientes ecuaciones.

Para el caso del amplificador LT1056 el valor del ruido se muestra en la ecuación (45).

$$\begin{aligned} E_{Trms} &= \sqrt{\{(100 - 0,05)[4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 298 \cdot (100G + 1M)] + (1,8f)^2[(1M)^2 + (100G)^2] \left[10 \cdot \ln \left(\frac{100}{0,05} \right) + (100 - 0,05) \right] \right.} \\ &\quad \left. + (30n)^2 \left[28 \cdot \ln \left(\frac{100}{0,05} \right) + (100 - 0,05) \right] \right\} = 2,4219 \text{ mV} \end{aligned} \quad (45)$$

Por otro lado, en el caso del amplificador operacional OPA140, el valor del ruido se muestra en la ecuación (46).

$$\begin{aligned} E_{Trms} &= \sqrt{\{(100 - 0,05)[4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 298 \cdot (100G + 1M)] + (0,8f)^2[(1M)^2 + (100G)^2] \left[1k \cdot \ln \left(\frac{100}{0,05} \right) + (100 - 0,05) \right] \right.} \\ &\quad \left. + (5,1n)^2 \left[1k \cdot \ln \left(\frac{100}{0,05} \right) + (100 - 0,05) \right] \right\} = 49,45 \text{ } \mu\text{V} \end{aligned} \quad (46)$$

En los amplificadores CMOS i_w puede despreciarse de la ecuación, y por lo tanto tampoco hay necesidad de usar R_1 , por lo que la ecuación resultante se muestra en (47).

$$E_{Trms} = \sqrt{ENB(4kTR_F) + e_w^2 \left(f_{enc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB \right)} \quad (47)$$

A continuación, se sustituyen los valores para el amplificador AD8605 en la ecuación (48).

$$\begin{aligned} E_{Trms} &= \\ &= \sqrt{(100 - 0,05)(4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 298 \cdot 100G) + (12n)^2 \left[10k \cdot \ln \frac{100}{0,05} + (100 - 0,05) \right]} \\ &= 405,49 \text{ } \mu\text{V} \end{aligned} \quad (48)$$

B2. Cálculo del amplificador seguidor

Para el cálculo del circuito seguidor se tiene en cuenta el ruido en voltaje que genera la resistencia del filtro de la entrada que entra por la entrada no inversora del amplificador, tal como puede verse en la Figura 84. Este ruido generado se muestra a continuación en las ecuaciones (49) - (51).

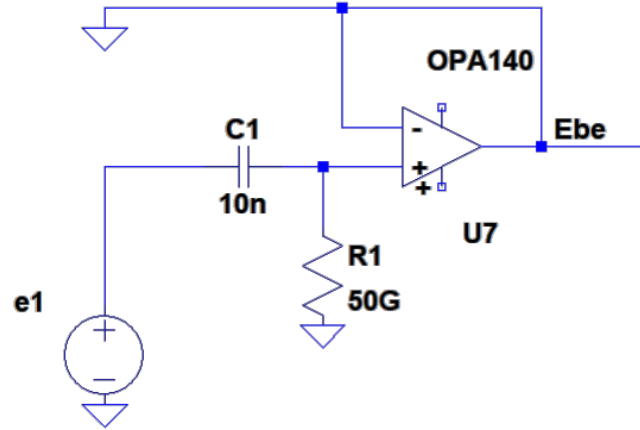


Figura 84. Circuito resultante para calcular el ruido generado por la resistencia R_1 . (Fuente: Texas Instruments)

$$\overline{E_{BE}} = \overline{e_{BE}} \quad (49)$$

$$\overline{E_{BE}}^2 = \overline{e_{BE}}^2 \quad (50)$$

$$\overline{e_{BE}}^2 = \int 4kTR_1 df \quad (51)$$

Por lo que el ruido total generado por la resistencia de esta etapa es el que se muestra en la ecuación (52) o, su equivalente, en la ecuación (53).

$$E_{Rrms} = \sqrt{\overline{E_{BE}}^2} \quad (52)$$

$$E_{Rrms} = \sqrt{\int [4kTR_1] df} \quad (53)$$

A continuación, se calculará el ruido generado por el amplificador operacional, tal y como se muestra a continuación en la Figura 85 y en las ecuaciones (54) y (55).

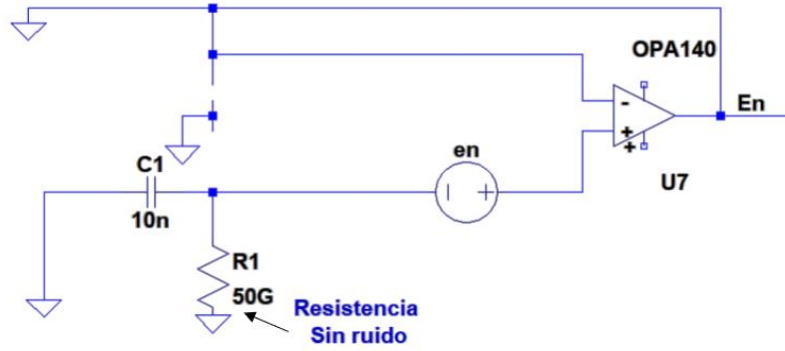


Figura 85. Circuito resultante para calcular el offset del amplificador operacional. (Fuente: propia)

$$\overline{E_n}^2 = \int (e_n)^2 df \quad (54)$$

$$\overline{E_{np}}^2 = \int [i_{np} \cdot R_1]^2 df \quad (55)$$

El ruido generado por el amplificador operacional en conjunto se muestra en la ecuación (56), o su equivalente, en la ecuación (57).

$$E_{oarms} = \sqrt{\overline{E_n}^2 + \overline{E_{np}}^2 + \overline{E_{nn}}^2} \quad (56)$$

$$E_{oarms} = \sqrt{\int [(i_{np} \cdot R_1)^2 + (e_n)^2] df} \quad (57)$$

Por lo tanto, el ruido total de esta etapa es el que se muestra a continuación en las siguientes ecuaciones.

$$E_{Trms} = \sqrt{\int [4kTR_1 + (i_{np} \cdot R_1)^2 + (e_n)^2] df} \quad (58)$$

$$E_{Trms} = \sqrt{ENB(4kTR_1) + i_w^2(R_1^2) \left(f_{inc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB \right) + e_w^2 \left(f_{enc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB \right)} \quad (59)$$

Igual que en el caso anterior, se tendrán en cuenta las mismas constantes y qué amplificador se está usando para algunos otros valores. El valor resultante del ruido de diversos amplificadores operacionales se mostrará a continuación en las siguientes ecuaciones.

Para el caso del amplificador LT1056 el valor del ruido se muestra en la ecuación (60).

$$\begin{aligned}
E_{Trms} &= \sqrt{\{(100 - 0,05)[4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 298 \cdot (50G)] + (1,8f)^2(50G)^2 \left[10 \cdot \ln\left(\frac{100}{0,05}\right) + (100 - 0,05)\right] + (30n)^2 \left[28 \cdot \ln\left(\frac{100}{0,05}\right) + (100 - 0,05)\right]\}} = 1,228 \text{ mV}
\end{aligned} \quad (60)$$

En el caso del OPA140, las corrientes de ruido son tan bajas, que i_w puede aproximarse a cero. Además, teniendo en cuenta que las corrientes de polarización son muy bajas, no hay necesidad de utilizar R_1 para compensar las corrientes de polarización, por lo que puede eliminarse del cálculo, obteniendo, finalmente, la ecuación (61).

$$E_{Trms} = \sqrt{e_w^2 \left(f_{enc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB \right)} \quad (61)$$

Sustituyendo los valores y teniendo en cuenta que k es la constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K) y T es la temperatura, que se tomará en condiciones normales donde $T = 25^\circ\text{C} = 298$ K, el rango de frecuencias se tomará entre 1 mHz y 200 Hz y el valor de R_1 es de 50 GΩ, el valor resultante del ruido se muestra en la ecuación (62).

$$E_{Trms} = \sqrt{(5,1n)^2 \cdot (1k \cdot \ln \frac{200}{0,001} + (200 - 0,001))} = 568,051 \text{ nV} \quad (62)$$

En los amplificadores CMOS i_w puede despreciarse de la ecuación, y por lo tanto tampoco hay necesidad de usar R_{bias} , por lo que la ecuación resultante se muestra en (63).

$$E_{Trms} = \sqrt{e_w^2 \left(f_{enc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB \right)} \quad (63)$$

A continuación, se sustituyen los valores para el amplificador AD8605 en la ecuación (64).

$$E_{Trms} = \sqrt{(12n)^2 \left[10k \cdot \ln \frac{100}{0,05} + (100 - 0,05) \right]} = 3,311 \text{ } \mu\text{V} \quad (64)$$

B3. Cálculo de los filtros

Para el cálculo del filtro pasa-bajas se tiene en cuenta el ruido en voltaje que generan las resistencias del filtro que entran en paralelo por la entrada no inversora del amplificador, representado en la Figura 86. Este ruido generado se muestra a continuación en las ecuaciones (65) - (67).

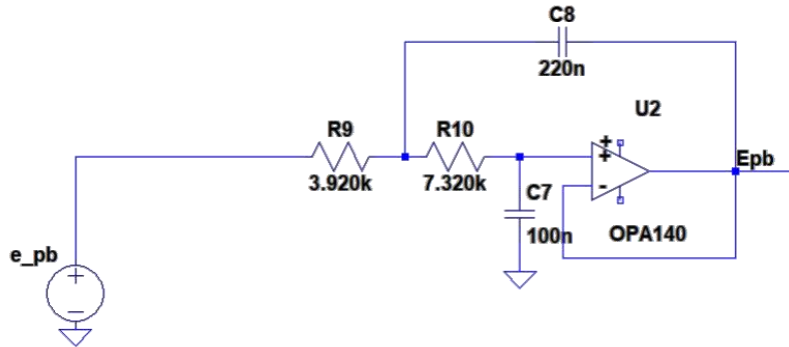


Figura 86. Circuito resultante para el cálculo del ruido generado por R_{pb} . (Fuente: propia)

$$\overline{E_{pb}} = \overline{e_{pb}} \quad (65)$$

$$\overline{E_{pb}}^2 = \overline{e_{pb}}^2 \quad (66)$$

$$\overline{e_{pb}}^2 = \int 4kTR_{pb} df \quad (67)$$

Por lo que el ruido total generado por las resistencias de esta etapa es el que se muestra en la ecuación (68) o, su equivalente, en la ecuación (69).

$$E_{Rrms} = \sqrt{\overline{E_{pb}}^2} \quad (68)$$

$$E_{Rrms} = \sqrt{\int [4kTR_{pb}] df} \quad (69)$$

A continuación, se calculará el ruido generado por el amplificador operacional tal y como se muestra a continuación en las ecuaciones (70) y (71) y en la Figura 87 y la Figura 88.

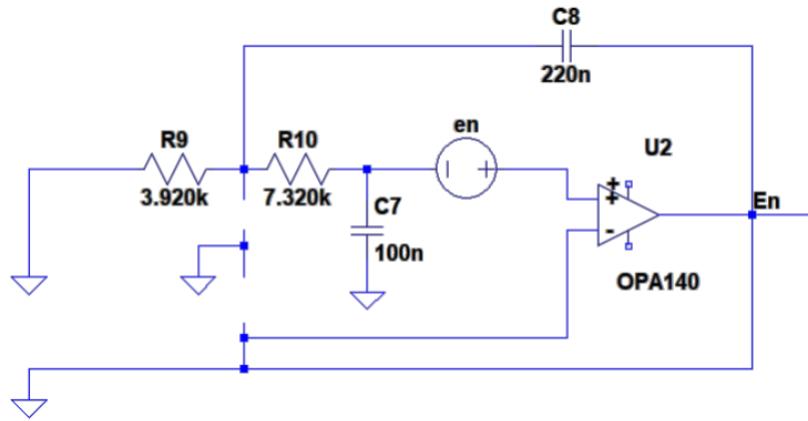


Figura 87. Circuito resultante para el cálculo generado por la corriente de offset del OPAMP. (Fuente: propia)

$$\overline{E_n}^2 = \int (e_n)^2 df \quad (70)$$

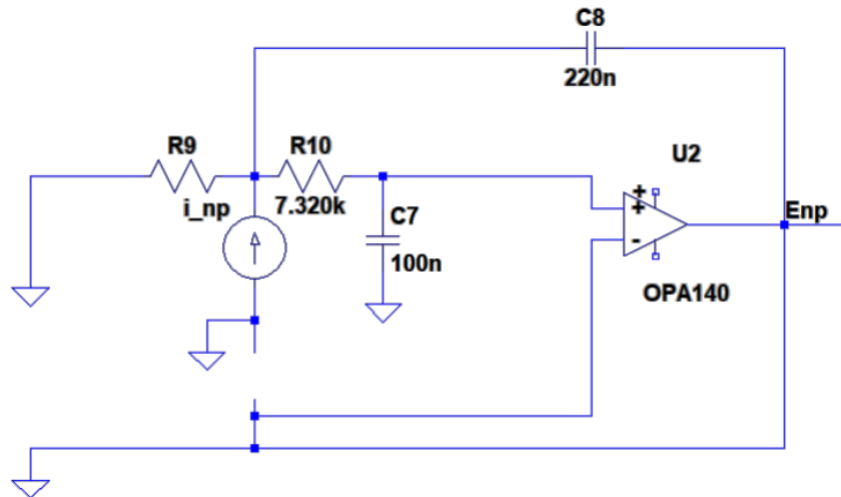


Figura 88. Circuito resultante para el cálculo del ruido generado por la corriente i_{np} . (Fuente: propia)

$$\overline{E_{np}}^2 = \int [i_{np} \cdot R_{pb}]^2 df \quad (71)$$

El ruido generado por el amplificador operacional en conjunto se muestra en la ecuación (72), o su equivalente, en la ecuación (73).

$$E_{oarms} = \sqrt{\overline{E_n}^2 + \overline{E_{np}}^2 + \overline{E_{nn}}^2} \quad (72)$$

$$E_{oarms} = \sqrt{\int [(i_{nn} \cdot R_F)^2 + (i_{np} \cdot R_1)^2 + (e_n)^2] df} \quad (73)$$

Por lo tanto, el ruido total de esta etapa es el que se muestra a continuación en las siguientes ecuaciones.

$$E_{Trms} = \sqrt{\int [4kTR_{pb} + (i_{np} \cdot R_{pb})^2 + (e_n)^2] df} \quad (74)$$

$$E_{Trms} = \sqrt{ENB(4kTR_{pb}) + i_w^2 (R_{pb}^2) \left(f_{inc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB \right) + e_w^2 \left(f_{enc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB \right)} \quad (75)$$

Sustituyendo los valores y teniendo en cuenta que k es la constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K) y T es la temperatura, que se tomará en condiciones normales donde $T = 25^\circ\text{C} = 298$ K, el rango de frecuencias se tomará entre 1 mHz y 200 Hz y el valor de R_{pb} es el paralelo de las dos resistencias del filtro que entran por la pata no inversora que equivale a 2,55 kΩ, el valor resultante del ruido se muestra en la ecuación (76).

$$\begin{aligned} E_{Trms} &= \\ &= \sqrt{(200 - 0,001)(4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 298 \cdot 2,55k) + (0,8f)^2 \cdot (2,55k)^2 \cdot \left[1k \cdot \ln \frac{200}{0,001} + (200 - 0,001) \right] +} \\ &= +(5,1n)^2 \cdot \left(1k \cdot \ln \frac{200}{0,001} + (200 - 0,001) \right) = 575,388 \text{ nV} \end{aligned} \quad (76)$$

Para el cálculo del filtro pasa-altas, se calcula el ruido en voltaje que generan las resistencias del filtro que entran en paralelo por la entrada no inversora del amplificador. Este ruido generado se muestra a continuación en la Figura 89 y en las ecuaciones (77) - (79).

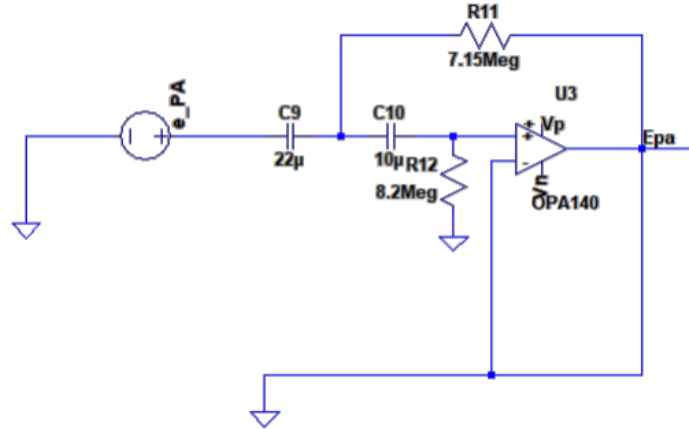


Figura 89. Circuito para el cálculo de las resistencias del filtro pasa-altas. (Fuente: propia)

$$\overline{E_{PA}} = \overline{e_{PA}} \quad (77)$$

$$\overline{E_{PA}}^2 = \overline{e_{PA}}^2 \quad (78)$$

$$\overline{e_{PA}}^2 = \int 4kTR_{PA} df \quad (79)$$

Por lo que el ruido total generado por las resistencias de esta etapa es el que se muestra en la ecuación (80) o, su equivalente, en la ecuación (81).

$$E_{Rrms} = \sqrt{\overline{E_{PA}}^2} \quad (80)$$

$$E_{Rrms} = \sqrt{\int [4kTR_{PA}] df} \quad (81)$$

A continuación, se calculará el ruido generado por el amplificador operacional tal y como se muestra a continuación en la Figura 90 y Figura 91 y en las ecuaciones (82) y (83).

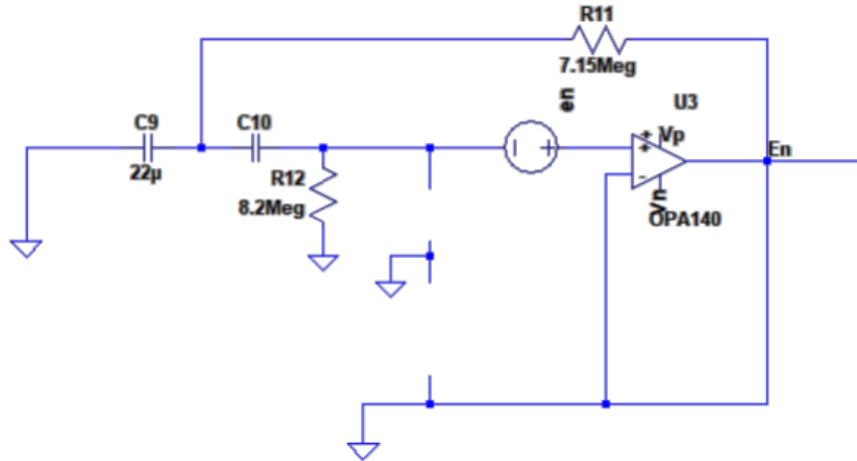


Figura 90. Circuito equivalente para calcular el ruido de offset del amplificador operacional. (Fuente: propia)

$$\overline{E_n}^2 = \int (e_n)^2 df \quad (82)$$

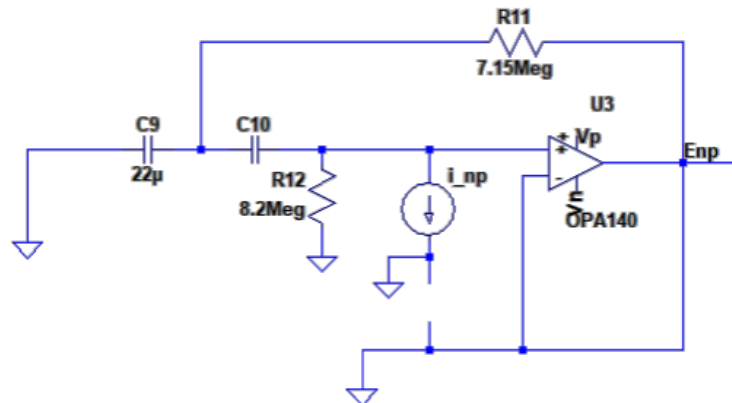


Figura 91. Circuito equivalente para calcular la corriente de polarización del amplificador operacional. (Fuente: propia)

$$\overline{E_{np}}^2 = \int [i_{np} \cdot R_{PA}]^2 df \quad (83)$$

El ruido generado por el amplificador operacional en conjunto se muestra en la ecuación (84), o su equivalente, en la ecuación (85).

$$E_{oarms} = \sqrt{\overline{E_n}^2 + \overline{E_{np}}^2 + \overline{E_{nn}}^2} \quad (84)$$

$$E_{oarms} = \sqrt{\int [(i_{np} \cdot R_{PA})^2 + (e_n)^2] df} \quad (85)$$

Por lo tanto, el ruido total de esta etapa es el que se muestra a continuación en las siguientes ecuaciones.

$$E_{Trms} = \sqrt{\int [4kTR_{PA} + (i_{np} \cdot R_{PA})^2 + (e_n)^2] df} \quad (86)$$

$$E_{Trms} = \sqrt{ENB(4kTR_{PA}) + i_w^2(R_{PA}^2) \left(f_{inc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB \right) + e_w^2 \left(f_{enc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB \right)} \quad (87)$$

En este caso, las corrientes de ruido son tan bajas, que i_w puede aproximarse a cero. Además, teniendo en cuenta que las corrientes de polarización son muy bajas, no hay necesidad de utilizar R_{PA} para compensar las corrientes de polarización, por lo que puede eliminarse del cálculo, obteniendo, finalmente, la ecuación (88).

$$E_{Trms} = \sqrt{e_w^2 \left(f_{enc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB \right)} \quad (88)$$

Sustituyendo los valores y teniendo en cuenta que k es la constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K) y T es la temperatura, que se tomará en condiciones normales donde $T = 25^\circ\text{C} = 298$ K, el rango de frecuencias se tomará entre 1 mHz y 200 Hz y el valor de R_{PA} es el paralelo de las dos resistencias del filtro que entran por la entrada no inversora que equivale a 3,82 MΩ, el valor resultante del ruido se muestra en la ecuación (89).

$$E_{Trms} = \sqrt{(8n)^2 \cdot (10 \cdot \ln \frac{200}{0,001} + (200 - 0,001))} = 143,568 \text{ nV} \quad (89)$$

B4. Cálculo de la última etapa (amplificador inversor)

Para el cálculo de la última etapa, la del amplificador inversor, se calcula el ruido en voltaje que generan la resistencia que entra por la entrada inversora y la de retroalimentación. Este ruido generado se muestra a continuación en la Figura 92 y en las ecuaciones (90) - (92).

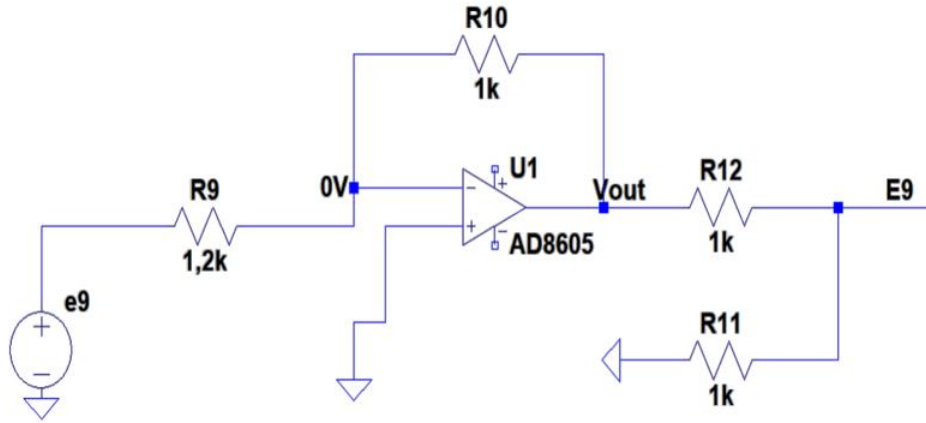


Figura 92. Circuito para el cálculo del ruido de la resistencia de la entrada inversora de la última etapa. (Fuente: propia)

$$\overline{E_9} = \overline{e_9} \quad (90)$$

$$\overline{E_9}^2 = \overline{e_9}^2 \cdot \left(\frac{R_{10}}{R_9}\right)^2 \quad (91)$$

$$\overline{e_9}^2 = \int 4kTR_9 df \quad (92)$$

A continuación, se muestra en la Figura 93 el ruido que genera la resistencia de retroalimentación y en las ecuaciones (93) – (95) los cálculos realizados.

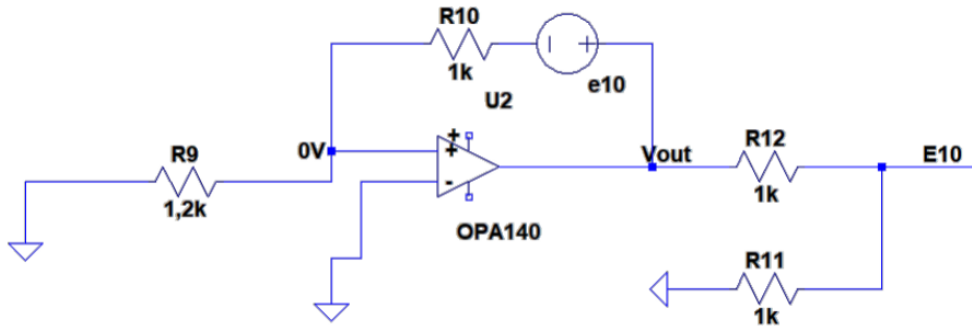


Figura 93. Circuito resultante para calcular el ruido generado por la resistencia de retroalimentación. (Fuente: propia)

$$\overline{E_{10}} = \overline{e_{10}} \quad (93)$$

$$\overline{E_{10}}^2 = \overline{e_{10}}^2 \quad (94)$$

$$\overline{e_{10}}^2 = \int 4kTR_{10} df \quad (95)$$

Por lo que el ruido total generado por las resistencias de esta etapa es el que se muestra en la ecuación (96) o, su equivalente, en la ecuación (97).

$$E_{Rrms} = \sqrt{\overline{E}_9^2 + \overline{E}_{10}^2} \quad (96)$$

$$E_{Rrms} = \sqrt{\int \left[4kTR_9 \cdot \left(\frac{R_{10}}{R_9} \right)^2 + 4kTR_{10} \right] df} \quad (97)$$

A continuación, se calculará el ruido generado por el amplificador operacional tal y como se muestra a continuación en la Figura 94 y Figura 95 y en las ecuaciones (98) y (99).

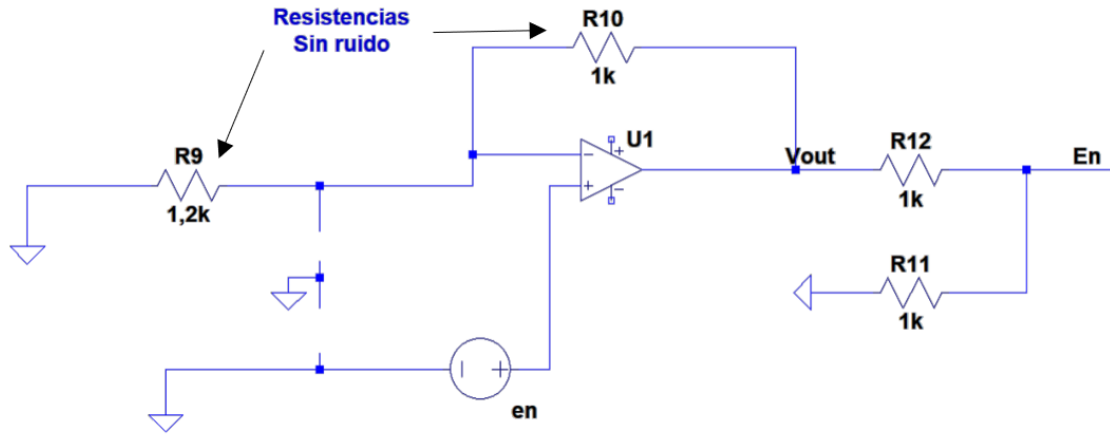


Figura 94. Circuito equivalente para calcular el ruido de offset del amplificador inversor. (Fuente: propia)

$$\overline{E}_n^2 = \int \left(e_n \cdot \frac{R_9 + R_{10}}{R_9} \right)^2 df \quad (98)$$

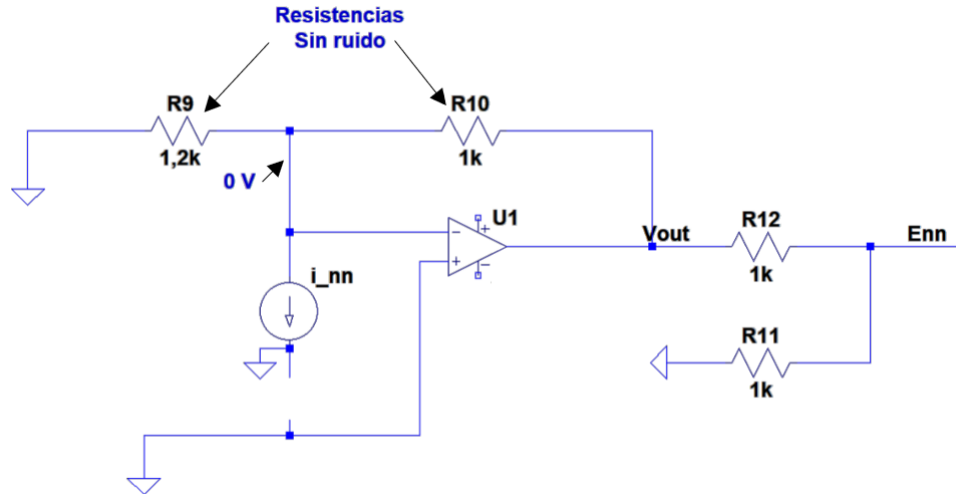


Figura 95. Circuito equivalente para calcular el ruido que origina la corriente del amplificador operacional. (Fuente: propia)

$$\overline{E_{nn}}^2 = \int [i_{nn} \cdot R_{10}]^2 df \quad (99)$$

El ruido generado por el amplificador operacional en conjunto se muestra en la ecuación (100), o su equivalente, en la ecuación (101).

$$E_{oarms} = \sqrt{\overline{E_n}^2 + \overline{E_{np}}^2 + \overline{E_{nn}}^2} \quad (100)$$

$$E_{oarms} = \sqrt{\int [(i_{nn} \cdot R_{10})^2 + (e_n \cdot \frac{R_9 + R_{10}}{R_9})^2] df} \quad (101)$$

Por lo tanto, el ruido total de esta etapa es el que se muestra a continuación en las siguientes ecuaciones.

$$E_{Trms} = \sqrt{\int [4kTR_9 \left(\frac{R_{10}}{R_9}\right)^2 + 4kTR_{10} + (i_{np} \cdot R_{10})^2 + (e_n \cdot \frac{R_9 + R_{10}}{R_9})^2] df} \quad (102)$$

$$E_{Trms} = \sqrt{ENB \left(4kTR_9 \left(\frac{R_{10}}{R_9} \right)^2 + 4kTR_{10} \right) + i_w^2 (R_{10}^2) \left(f_{inc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB \right) + e_w^2 \cdot \left(\frac{R_9 + R_{10}}{R_9} \right)^2 \left(f_{enc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB \right)} \quad (103)$$

Sustituyendo los valores y teniendo en cuenta que k es la constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K) y T es la temperatura, que se tomará en condiciones normales donde $T = 25^\circ\text{C} = 298$ K, el rango de frecuencias se tomará entre 1 mHz y 200 Hz y el valor de las resistencias es $R_9 = 1,2$ kΩ y $R_{10} = 1$ kΩ, el valor resultante del ruido se muestra en la ecuación (104).

$$E_{Trms} = \sqrt{(200 - 0,001) \cdot \left(4kT \cdot 1,2k \left(\frac{1k}{1,2k} \right)^2 + 4kT \cdot 1k \right) + (0,8f)^2 \cdot (1k)^2 \cdot \left(1k \cdot \ln \frac{200}{0,001} + (200 - 0,001) \right) + (5,8n)^2 \cdot \left(\frac{1,2k + 1k}{1,2k} \right)^2 \left(100 \cdot \ln \frac{200}{0,001} + (200 - 0,001) \right)} = 408,236 \text{ nV} \quad (104)$$

B5. Cálculo del ruido total del circuito del electrodo

Para el cálculo del ruido total del circuito del electrodo se han llevado a cabo los siguientes cálculos. El resultado final es de 795,791 nV, tal y como se muestra en la ecuación (107).

$$Ruido_{AC.ET2} = \sqrt{(A_2 \cdot R_1)^2 + R_2^2} = \sqrt{(1 \cdot 568n)^2 + (573,33n)^2} = 807,0510 \text{ nV} \quad (105)$$

$$Ruido_{AC.ET3} = \sqrt{(A_3 \cdot R_{12})^2 + R_3^2} = \sqrt{(1 \cdot 807,0510n)^2 + (143,568n)^2} = 819,721 \text{ nV} \quad (106)$$

$$\begin{aligned} Ruido_{AC.ET4} &= \sqrt{(A_4 \cdot R_{AC.ET3})^2 + R_4^2} = \\ &= \sqrt{\left(-\frac{5}{6} \cdot 819,7213n\right)^2 + (408,2356n)^2} = \\ &= 795,791 \text{ nV} \end{aligned} \tag{107}$$

ANEXO C

En este anexo se muestra el código provisional de programación de las placas. Este código se ha programado según el diagrama de flujo de la Figura 54. Puede que cuando puedan probarse las placas cuando ya se tengan todos los componentes y estén soldados, se modifiquen algunos puntos con el fin de hacer que funcione correctamente.

```
#include <msp430.h>

/**
 * main.c
 */
void main(void)
{
    WDTCTL = WDTPW | WDTHOLD; // stop watchdog timer

    // Configura el DCO para generar 12 MHz

    //12Mhz
    if (CALBC1_12MHZ==0xFF) // If calibration constant
    erased
    {
        while(1); // do not load, trap CPU!!
    }
    DCOCTL = 0; // Select lowest DCOx and
MODx settings
    BCSC1L1 = CALBC1_12MHZ; // Set range
    DCOCTL = CALDCO_12MHZ; // Set DCO step +
modulation

    P1DIR |= 0x30; // P1.4 y P1.5 outputs
    P1SEL |= 0x10; // P1.4 SMCLK output

    while(1)
    {
        P1OUT |= 0x20; // P1.5 = 1
        P1OUT &= ~0x20; // P1.5 = 0
    }

    // Rx P1.1 y Tx P1.2
    P1SEL = 0x06;
    P1SEL2 = 0x06;
    UCA0CTL1 |= UCSSEL_2; // SMCLK
    UCA0BR0 = 312; // 12MHz 38400
    UCA0BR1 = 0; // 12MHz 38400
    UCA0MCTL = UCBRS2; // Modulation UCBRSx = 4
    UCA0CTL1 &= ~UCSWRST; // **Initialize USCI state
machine**
```



```

    IE2 |= UCA0RXIE + UCA0TXIE;           // Enable USCI_A0 RX
interrupt

    P1IN = 0x18; // Pin 1.3 INPUT Leer Bateria ADC y Pin 1.4 INPUT leer
CS de ADC
    P2IN = 0x07; // Pin 2.0 INPUT DRDY, Pin 2.1 INPUT START, Pin 2.2
Input PWDN/RESET

    //LEDs
    P2DIR = 0x38;
    P2OUT = 0x38;

    // MISO y MOSI
    P1IN = 0x40; // MISO
    P1DIR = 0x80; // MOSI
    P1DIR = 0x80; // MOSI

    // Timer
    CCTL0 = CCIE;                         // CCR0 interrupt enabled
    CCR0 = 12000;
    TACTL = TASSEL_2 + MC_1;              // SMCLK, contmode

    __bis_SR_register(LPM0_bits + GIE);   // Enter LPM0 w/ interrupt
}

while (1) // Loop
{
    int i = 1;
    while i = 1
    {
        if TA0R > 0;
            i = 2;
    }

    int i = 1;
    while i = 1;
    {
        if ((0x01 & P2IN)) P2OUT |= 0x20 & i = 2;           // if DRDY
continua y LED verde
        else P2OUT &= ~0x20;                                // else reset
    }

    int i = 1;
    while i = 1;
    {
        if ((0x40 & P1IN)) P1OUT |= 0x04 & i = 2 & P2OUT &= ~0x10;
// if MISO ok pasa a TXD y continua
        else P1OUT &= ~0x04 and P2OUT |= 0x10;              // else reset y
LED RED ON
    }

    {

```

```

        if ((0x08 & P1IN)<1) P2OUT |= 0x08;          // if Bateria baja ADC
LED 3 ON
        else P2OUT &= ~0x08;          // else continua
    }

}

// Timer A0 interrupt service routine
#if defined(__TI_COMPILER_VERSION__) || defined(__IAR_SYSTEMS_ICC__)
#pragma vector=TIMER0_A0_VECTOR
__interrupt void Timer_A (void)
#elif defined(__GNUC__)
void __attribute__ ((interrupt(TIMER0_A0_VECTOR))) Timer_A (void)
#else
#error Compiler not supported!
#endif
{
    P1OUT = 0x04;
    CCR0 += 12000;          // Add Offset to CCR0
}

// Echo back RXed character, confirm TX buffer is ready first
#if defined(__TI_COMPILER_VERSION__) || defined(__IAR_SYSTEMS_ICC__)
#pragma vector=USCIAB0RX_VECTOR
__interrupt void USCI0RX_ISR(void)
#elif defined(__GNUC__)
void __attribute__ ((interrupt(USCIAB0RX_VECTOR))) USCI0RX_ISR (void)
#else
#error Compiler not supported!
#endif
{
    while (!(IFG2&UCA0TXIFG));          // USCI_A0 TX buffer ready?
    UCA0TXBUF = UCA0RXBUF;          // TX -> RXed character
}

```

